



# DIODE ȘI TIRISTOARE DE PUTERE

## 2. Aplicații

MANUAL DE UTILIZARE

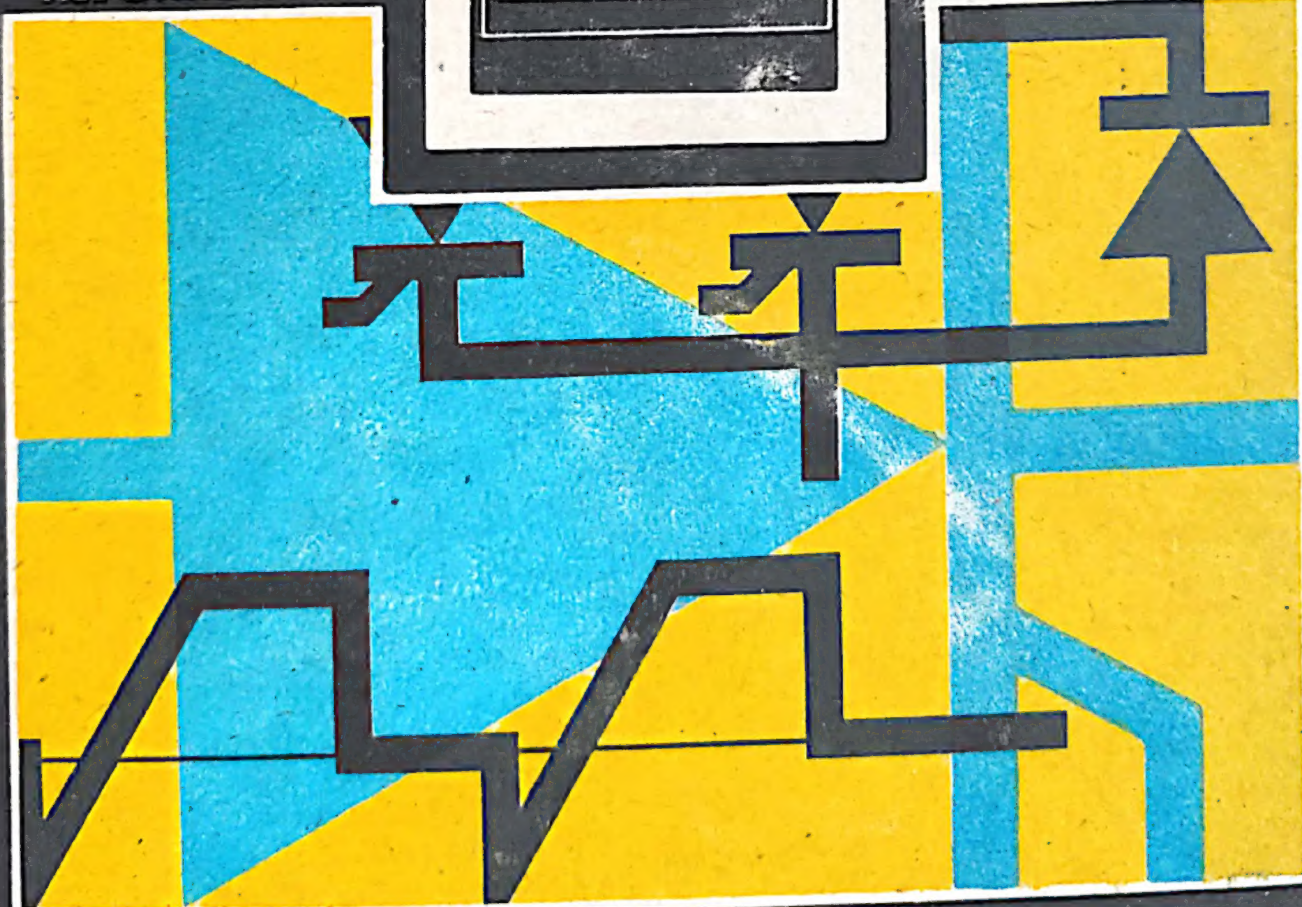
AUTOMATICA

ELECTRONICA

INFORMATICA

MANAGEMENT

SERIA PRACTICA





- M. K. Satrr. Conducerea producției, Sisteme de execuție,  
V. Crăciunoiu ș.a. Elemente de execuție  
A. Vlădescu ș.a. Radioreceptoare  
M. Mayer. Tiristoare în practică. Mutatoare cu comutație forțată  
G. Mollgen. Tiristoare în practică. Mutatoare cu comutație de la rețea  
L. Zamfirescu, I. Oprescu. Automatizarea cuptoarelor industriale  
I. Papadache. Automatică aplicată, ediția I și a II-a  
Șt. Alexandru. Automatizarea proceselor tehnologice în industria lemnului  
V. H. Lisicikin. Prognoza tehnico-științifică în ramurile industriei  
G. Raymond. Tehnica televiziunii în culori  
J. J. Samuely, J. Pignaret, A. Sarasin. Instrumentația electronică în fizica nucleată  
T. Homos. Capacitate de producție în construcții de mașini  
S. Radu, D. Filoti. Centrale telefonice automate. Sisteme de comutație  
R. Siere ș.a. Tranzistoare cu efect de cimp  
D. N. Sapiro. Proiectarea radioreceptoarelor  
V. Antonescu, M. Popovici. Ghid pentru centrul statistic a calității producției  
V. Stanciu ș.a. Tehnica imaginii în cinematografie și televiziune  
P. Veseanu, Șt. Pătrașcu. Măsurarea temperaturii în tehnică  
P. Popescu, P. Mihoșea. Măsurarea debitului în tehnică  
P. Veseanu. Măsurarea nivelului în tehnică  
C. Hidos, P. Isac (coordonatori) Studiul muncii, vol. I—VIII  
V. Baltac ș.a. Calculatorul FELIX C-256, Structură și programare  
R. L. Morris. Proiectarea cu circuite integrate TTL  
Ishikawa Kaoru. Controlul de calitate pentru mașini  
A. M. Buhliarov ș.a. Culegere de probleme de programare  
P. Constantinescu. Sisteme informatice, modele ale conducerii și sistemelor conduse  
F. S. Buffa. Conducerea modernă a producției, vol. I și II  
A. Vlădescu ș.a. Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare  
A. Nadolo. Măsurarea volumului și calității lichidelor în industrie  
Ch. Jones. Design. Metode și aplicații  
Gh. Pisău ș.a. Elaborarea și introducerea sistemelor informatice  
C. Hidos. Analiza și proiectarea circuitelor informaționale în unitățile economice  
A. Vătășescu ș.a. Circuite integrate liniare. Manuale de utilizare, vol. 1, 2, 3 și 4  
M. Silisteanu ș.a. Scheme de televizoare, magnetofone, picupuri, vol. 1 și 2, ed. a II-a  
D. W. Davies. Rețele de interconectare a calculatoarelor  
V. Pestaru ș.a. Fișiere, baze și bănci de date  
Gh. Bastiurea ș.a. Comanda numerică a mașinilor-unelte  
N. Sprinceană ș.a. Automatizări discrete în industrie. Culegere de probleme  
M. Florescu. Cibernetică, automatică, informatică în industria chimică  
S. Călin ș.a. Optimizări în automatizări industriale  
S. Maican. Si teme numerice cu circuite integrate  
I. Ristea ș.a. Manualul muncitorului electronist  
M. Simonescu. Proiectarea unitară a circuitelor electronice  
C. Cluceru. Tehnica măsurătorilor și telecomunicații  
P. Nișulescu. Electroalimentarea instalațiilor de telecomunicații  
R. Răpeanu ș.a. Circuite integrate analogice. Catalog  
Cl. Lăneanu ș.a. Casetofone, Depanare. Funcționare  
T. Rădulescu ș.a. Centrale telefonice automate  
N. Iosif ș.a. Tiristoare și module de putere. Catalog  
P. Postelnicu. Sisteme și linii de transmisiuni telefonice  
M. Silisteanu, ș.a. Receptoarele TV în culori  
M. Băsoiu ș.a. Funcționarea și depanarea TV în culori  
Petru Al. Dan ș.a. Diode cu siliciu. Catalog  
I. Ardelean ș.a. C MOS, Manual de utilizare  
P. Nișulescu. Echipamente moderne în telefonie  
M. Bodea ș.a. Diode și tiristoare de putere. Manual de utilizare, vol. I

**M. BODEA (coordonator)**  
**I. TEODORESCU**  
**R. DRAGOMIR**  
**A. SILARD**  
**S. NEGRU**  
**E. POPA**  
**P. AL. DAN**  
**M. UDREA-SPENEA**

# DIODE ȘI TIRISTOARE DE PUTERE

Manual de utilizare  
vol. II: APLICAȚII



## CUPRINS VOLUMUL II : APLICAȚII

### Capitolul 6 — Configurații tipice de aplicații

6.1. Generalități	9
6.2. Convertoare cu comutație naturală	10
6.2.1. Redresoare cu diode	10
6.2.2. Convertoare cu reglaj de fază	20
6.2.3. Convertoare cu funcționare în 4 cadrane	26
6.2.4. Cicloconvertoare cu modulație de fază	28
6.2.5. Cicloconvertoare cu deplasare de fază	30
6.3. Variatoare de putere cu comutație naturală	31
6.3.1. Variatoare monofazice cu reglarea numărului de perioade de conducție	34
6.3.2. Variatoare monofazice cu reglaj de fază	36
6.3.3. Variatoare de putere trifazice	38
6.3.4. Contactoare statice de c.a.	42
6.4. Contactoare statice și variatoare de putere cu comutație forțată	43
6.4.1. Contactoare statice de curent continuu	44
6.4.2. Variatoare de putere cu comutație forțată	49
6.5. Invertoare cu comutație forțată	53
6.5.1. Invertoare cu alimentare în curent	55
6.5.2. Invertoare cu alimentare în tensiune	57
6.5.3. Invertoare cu comutație prin sarcină	60
Bibliografie	

### Capitolul 7 — Probleme critice în utilizare

7.1. Influența curentului de comandă asupra caracteristicilor tiristoarelor	61
7.1.1. Caracteristicile de poartă ( $I_G - V_G$ ). Forma impulsului de comandă corelată cu aplicația	62
7.1.2. Viteza de amorsare. Întârzierea la amorsare	67
7.1.3. Funcționarea la $(di/dt)$ mare. Pierderi de putere la amorsare	68
7.1.4. Funcționarea pe sarcină inductivă	69
7.1.5. Curentul de poartă pe durata blocării în invers	70
7.1.6. Curent negativ de comandă. Efectul GAT (Gate-Assisted Turn-off)	71
7.1.7. Efectul curentului anodic asupra circuitului de poartă	71
7.2. Stingerea forțată a tiristoarelor	72
7.2.1. Sarcina stocată. Curentul de revenire în invers. Pierderi la dezamorsare	77
7.2.2. Influența circuitului extern asupra timpului de stingere. Tiristoare cu diodă în antiparalel	78
7.2.3. Metode de stingere forțată	82
7.3. Probleme specifice funcționării GTO	82
7.3.1. Amorsarea GTO. Menținerea impulsului de comandă	83
7.3.2. Stingerea GTO	85
7.3.3. Circuite de stingere pe poartă	86
7.4. Conectarea în paralel a tiristoarelor	86
7.4.1. Caracteristici dinamice de amorsare. Tensiunea de prag la amorsare („finger voltage“)	86
7.4.2. Distribuția dinamică și statică a curentului	87
7.4.3. Metode de echilibrare a curenților	88



7.5. Conectarea în serie a tiristoarelor	89
7.5.1. Efectul împrăstierii curenților de blocare asupra distribuției statice de tensiune	90
7.5.2. Efectul întârzierii la amorsare și al sarcinii stocate asupra distribuției dinamice de tensiune	90
7.5.3. Metode de egalizare statică și dinamică a tensiunilor	91
7.6. Protecția la supratensiuni	95
7.6.1. Generarea supratensiunilor în circuitele cu tiristoare	96
7.6.2. Circuite de protecție la supratensiuni. Protecția individuală și globală	96
7.6.3. Limitarea pantei de creștere a tensiunii de blocare	100
7.6.4. Dispozitive de protecție la supratensiuni. Limite de utilizare	100
7.7. Protecția la supracurent	101
7.7.1. Protecția la supracurent de durată, previzibil	103
7.7.2. Protecția la scurtcircuit	105
7.8. Răcirea dispozitivelor semiconductoare de putere	106
7.8.1. Metode și sisteme de răcire. Răcirea unilaterală și bilaterală	106
7.8.2. Răcirea cu aer. Tuburi termice	107
7.8.3. Răcirea cu lichid	109
7.8.4. Alegerea sistemului optim de răcire pentru o aplicație dată	110
7.8.5. Calculul răcirii în diverse regiuni de funcționare	110
7.9. Montarea pe radiator a dispozitivelor semiconductoare de putere	115
7.9.1. Montarea componentelor de medie putere	115
7.9.2. Montarea componentelor încapsulate în capsulă cu șurub	116
7.9.3. Montarea componentelor încapsulate în capsulă cu baza plată	116
7.9.4. Montarea componentelor încapsulate în capsulă disc	117
Bibliografie	118

## Capitolul 8 — Circuite de comandă pe poartă

8.1. Funcțiunile circuitelor de comandă	119
8.2. Circuite discrete pentru comanda tiristoarelor și triacelor	12
8.3. Circuite de comandă pentru tiristoarele cu blocare pe poartă (GTO)	127
8.3.1. Introducere	127
8.3.2. Exemple de circuite de comandă	129
8.4. Circuite integrate pentru comanda tiristoarelor și triacelor	140
8.4.1. Introducere	140
8.4.2. $\beta U 217$ — Circuit pentru comanda prin zero a triacelor	142
8.4.3. $\beta L 120$ — Circuit pentru comanda în fază a triacelor/tiristoarelor	157
8.4.4. $\beta L 121$ — Circuit pentru comanda prin zero a triacelor/tiristoarelor	179
8.4.5. TDA 1085 — Procesor bipolar pentru controlul turației motoarelor de c.a.	190
8.5. Sistem de comandă și reglare tip SCR-F-01	231
Bibliografie	234

## Capitolul 9 — Module

9.1. Definirea și componența unui modul	235
9.2. Clasificarea modulelor	236
9.3. Module de medie putere	238
9.3.1. Sisteme de evacuare a căldurii pentru modulele de medie putere	239
9.3.2. Sisteme de protecție la suprasarcini	245
9.3.3. Sisteme de comandă	245
9.3.4. Diode și tiristoare montate pe radiator placă	245
9.3.5. Module de medie putere cu radiator de tip U	247
9.3.6. Module de medie putere cu radiatoare A60 sau A80	249
9.3.7. Module de medie putere cu radiatoare de tip KNF	250
9.3.8. Module de medie putere cu punct median	252
9.3.9. Punți redresoare monofazate de medie putere	255
9.3.10. Punți redresoare trifazice pentru alternatoare	256
9.3.11. Ansambluri diode de excitație pentru alternatoare auto	257
9.4. Module de putere compacte	258
9.5. Module de mare putere	261
Bibliografie	268
ANEXE	269
Index de noțiuni	283



# CUPRINS VOLUMUL I: PERFORMANȚE

## PREFAȚA

## INTRODUCERE

### Capitolul 1 — Familiiile de diode și tiristoare care se fabrică la IPRS-BĂNEASA

- 1.1. Clasificarea diodelor și tiristoarelor de putere produse la IPRS-BĂNEASA.
- 1.2. Caracteristicile principale ale diodelor și tiristoarelor de putere produse de IPRS-BĂNEASA

### Bibliografie

### Capitolul 2 — Principii ale funcționării diodelor și tiristoarelor de putere

#### A. DIODE

- 2.1. Principii generale de funcționare.
- 2.2. Structuri de bază
- 2.3. Tipuri de diode.

#### B. TIRISTOARE

- 2.4. Principii generale de funcționare.
- 2.5. Structura *pnpn* la polarizare în invers.
- 2.6. Structura *pnpn* la blocarea în direct.
- 2.7. Structura *pnpn* în conducție directă.
- 2.8. Modalități de amorsare.
- 2.9. Amorsări parazite.
- 2.10. Efectul  $di/dt$ .
- 2.11. Modalități de comutare în starea de blocare.
- 2.12. Comportamentul dinamic al tiristoarelor.
- 2.13. Limitări în frecvență și putere.
- 2.14. Modalități de micșorare a timpilor de revenire/blocare.
- 2.15. Tipuri de tiristoare.
- 2.16. Tiristoare de comutație pentru frecvențe ridicate.
- 2.17. Optotiristorul
- 2.18. Tiristoare cu blocare pe poartă (GTO).
- 2.19. Diacul.
- 2.20. Triacul.
- 2.21. Tiristorul cu inducție statică (tiristorul controlat de cîmp).
- 2.22. Tipuri avansate de tiristoare.

#### C. DISPOZITIVE AUXILIARE

- 2.23. Diode electroluminescente (LED).
- 2.24. Optocuploare.
- 2.25. Tranzistoare unijoncțiune (TUN).
- 2.26. Tranzistoare unijoncțiune programabile.
- 2.27. Dispozitive auxiliare de comutație cu structura *pnpn*.

### Bibliografie



### Capitolul 3 — Tehnologia de fabricație

- 3.1. Procesarea monocristalului de siliciu.
- 3.2. Realizarea structurilor.
- 3.3. Încapsularea.
- 3.4. Protecțiile chimice.
- 3.5. Sortarea și marcarea

*Bibliografie*

### Capitolul 4 — Valori limită absolută și valori caracteristice

- 4.1. Semnificații.
- 4.2. Sistemul valorilor limită absolută pentru dispozitive semiconductoare de putere.
- 4.3. Caracteristici electrice și termice.
- 4.4. Caracteristici de fiabilitate.
- 4.5. Mecanisme de defectare.
- 4.6. Cum se alege un dispozitiv semiconductor de putere?

*Bibliografie*

### Capitolul 5 — Măsurarea și verificarea caracteristicilor

- 5.1. Verificarea caracteristicilor mecanice.
- 5.2. Verificarea caracteristicilor climatice.
- 5.3. Măsurarea și verificarea caracteristicilor electrice.
- 5.4. Măsurarea caracteristicilor termice.
- 5.5. Verificarea caracteristicilor funcționale și de duranță.
- 5.6. Verificarea fiabilității.



## 6 Configurații tipice de circuite de aplicații

### 6.1. Generalități

Diodele și tiristoarele de putere se utilizează aproape în exclusivitate pentru realizarea de circuite de conversie a energiei electrice. Principalele funcții de conversie a energiei sînt caracterizate prin relația ce există între frecvența tensiunii de intrare  $\omega_i$  și a celei de ieșire  $\omega_o$ :

- redresoare (rectifiers),  $\omega_i \neq 0$ ,  $\omega_o = 0$ ;
- invertoare (inverters),  $\omega_i = 0$ ,  $\omega_o \neq 0$ ;
- cicloconvertoare (cycloconverters),  $\omega_i \neq \omega_o \neq 0$ ;
- variatoare de putere (voltage controllers),  $\omega_i = \omega_o$ .

În cadrul ultimei categorii se disting *variatoarele de putere de c.c.* ( $\omega_i = \omega_o = 0$ ) și de *c.a.* ( $\omega_i = \omega_o \neq 0$ ). În cazul particular în care variatorul de putere se poate afla doar în una din stările extreme ale domeniului de reglaj, funcția devine cea de *contactor electronic* (static switch).

Dacă energia este furnizată convertorului din rețeaua de distribuție de c.a., comutarea în blocare a tiristoarelor poate fi realizată prin efectul inversării periodice a polarizării acestora. Aceste sisteme sînt denumite *convertoare cu comutație naturală* (naturally commutated) sau de la rețea. Sistemele cu alimentare în curent continuu, care debitează energie în consumatori independenți de rețea, au nevoie de circuite auxiliare de stingere a tiristoarelor din blocul de conversie. Acestea sînt denumite *convertoare autonome* sau cu *comutație forțată* (forced commutated).

Funcțiile de conversie pot fi realizate și prin conectarea în cascadă a două sau mai multe blocuri convertoare elementare. Asemenea sisteme, denumite *convertoare indirecte*, oferă de regulă performanțe superioare în ce privește domeniul de reglaj al puterii sau frecvenței și uneori posibilități de izolare galvanică între intrare și ieșire. Convertoarele indirecte cele mai utilizate sînt:

- *convertorul indirect de frecvență* realizat dintr-un redresor urmat de un inverter autonom;
- *variatorul indirect de putere de c.c.* (convertor c.c.—c.c.) realizat dintr-un inverter urmat de un redresor;
- *redresorul indirect*, constituit din redresor—inverter—redresor.



## 6.2. Conversoare cu comutație naturală

### 6.2.1. Redresoare cu diode [1, 2, 3]

Aceste sisteme de conversie sînt folosite în aplicațiile în care nu este necesară reglarea puterii sau în sisteme de conversie indirecte, în care reglarea puterii se poate face într-unul din celelalte blocuri ale sistemului.

Redresoarele de putere sînt alimentate de regulă de la surse polifazice conectate în stea sau în poligon. În cazul conexiunii în stea, sarcina se poate lega prin conductorul neutru la punctul comun al stelei, obținîndu-se astfel redresarea unei singure alternanțe din fiecare fază (single-way rectifier).

Redresorul poate fi realizat cu catodii comuni ca în figura 6.1.a, în care caz este denumit *redresor pozitiv*, sau cu anozii comune (denumit *redresor negativ*).

Prin conectarea sarcinii între două asemenea redresoare, unul cu catodii comuni și celălalt cu anozii comuni, se obține redresarea ambelor alternanțe (*redresor în punte*, *double-way rectifier* sau *bridge rectifier*), conductorul neutru nu mai este necesar întrucît fiecare fază debitează curent în ambele alternanțe (vezi figura 6.1.b) iar sursa poate fi conectată atît în stea cît și în poligon.

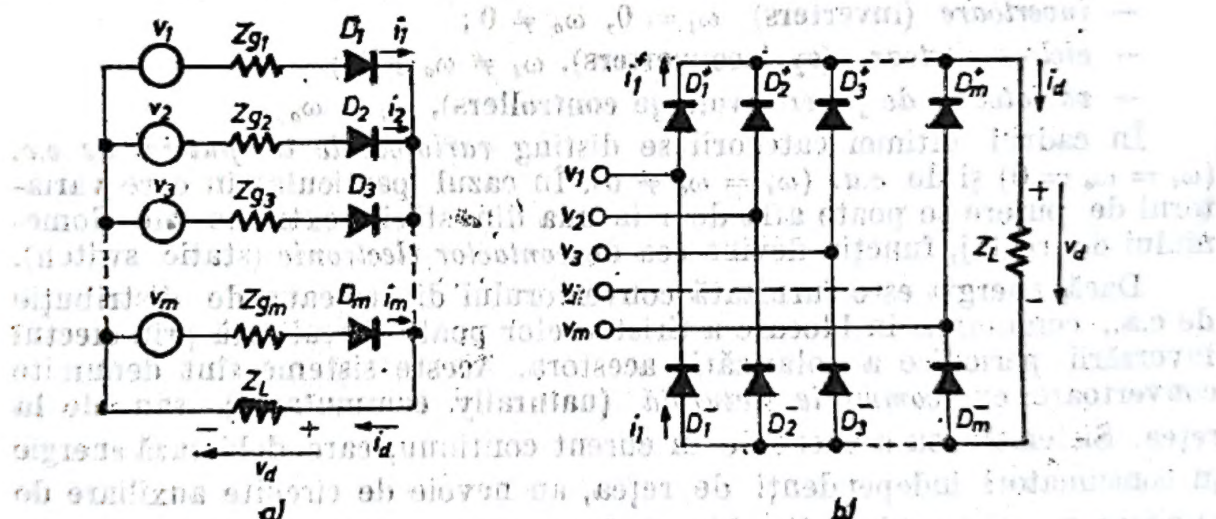


Fig. 6.1. Structuri de redresoare polifazice. (a) Redresoare monoalternanță.

(b) Redresoare bialternanță.

Sursa de alimentare polifazică este constituită din  $m$  surse de tensiune pur sinusoidală avînd amplitudini egale și defazate fiecare față de cele adiacente prin  $\pm \frac{2\pi}{m}$ :

$$v_j = V \cos \left[ \omega t - \frac{2\pi}{m} (j - 1) \right], \dots \quad (j = 1, 2, \dots, m) \quad (6.1)$$

#### ● Redresoare monoalternanță

Principalii parametri de lucru ai redresoarelor polifazice monoalternanță sînt dați în continuare.



*Tensiunea medie redresată (la încărcare de curent neglijabilă)*

$$V_{a0} = \frac{m}{\pi} \int_0^{\pi/m} V \cos(\omega t) d(\omega t) = V \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}}; \quad (6.2)$$

*Valoarea efectivă a tensiunii pe sarcină :*

$$V_{a(RMS)} = \left\{ \frac{m}{\pi} \int_0^{\pi/m} [V \cos(\omega t)]^2 d(\omega t) \right\}^{1/2} = V \left[ \frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{m} \right]^{1/2}; \quad (6.3)$$

*Factorul de formă al tensiunii redresate*

$$K_{f(V)} = \frac{V_{a(RMS)}}{V_{a0}}; \quad (6.4)$$

*Factorul de pulsație al tensiunii redresate*

$$\Omega(V) = \left( \frac{V_{a(RMS)}^2 - V_{a0}^2}{V_{a0}^2} \right)^{1/2} = (K_{f(V)}^2 - 1)^{1/2}; \quad (6.5)$$

În cazul unor forme de undă mai complicate, factorul de pulsație poate fi exprimat și prin valoarea relativă a amplitudinii pulsației :

$$\Omega'(V) = \frac{V_M - V_m}{2V_{a0}} \quad (6.6)$$

*Tensiunea inversă maximă suportată de diode depinde de paritatea numărului de faze. Pentru un număr de faze par, sursele individuale sînt două cîte două, în opoziție de fază astfel că tensiunea inversă este suma dintre amplitudinea tensiunii alternative pe fază și valoarea maximă a tensiunii pe sarcină :*

$$V_{RM} = 2V \quad (6.7)$$

În cazul numărului impar de faze, tensiunea inversă trece prin maxim de două ori într-o perioadă, la  $\omega t = \pi \pm \frac{\pi}{m}$  și are valoarea

$$V_{RM} = 2V \cos \frac{\pi}{2m}; \quad (6.8)$$

*Curenții prin diode depind de natura sarcinii. Se iau în considerare două situații întîlnite mai des în practică.*



**Sarcină rezistivă,  $Z_L = R_L$ .**

Curentul mediu prin sarcină este  $I_a = V_{d0}/R_L$  fiecare diodă preluând a  $m$ -a parte

$$I_{FAV} = \frac{V_{d0}}{mR_L}. \quad (6.9)$$

Valoarea maximă a curentului prin fiecare diodă este

$$I_{FM} = \frac{V}{R_L}. \quad (6.10)$$

iar valoarea efectivă este

$$I_{F(RMS)} = \frac{V_{d(RMS)}}{R_L \sqrt{m}}. \quad (6.11)$$

Factorul de formă al curentului este

$$K_{f(I)} = K_{f(V)} \sqrt{m}. \quad (6.12)$$

Factorul de putere la intrare (în secundarul transformatorului de alimentare) este

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{V_{d(RMS)}^2 \sqrt{2}}{m V R_L I_{F(RMS)}} = \left[ \frac{1}{m} + \frac{\sin \frac{2\pi}{m}}{2\pi} \right]^{1/2}. \quad (6.13)$$

**Sarcină puternic inductivă ( $\omega L_L \gg R_L$ )**

Curentul prin sarcină este constant  $i_a = I_a = \text{ct.}$ , de unde rezultă valorile corespunzătoare pentru fiecare diodă:

$$I_{FAV} = \frac{I_a}{m}, \quad (6.9')$$

$$I_{FM} = I_a = m I_{FAV}, \quad (6.10')$$

$$I_{F(RMS)} = \frac{I_a}{\sqrt{m}}, \quad (6.11')$$

$$K_{f(I)} = \sqrt{m}, \quad (6.12')$$

$$\lambda = \sqrt{\frac{2}{m}} \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} \quad (6.13')$$



Caracteristica externă a redresoarelor polifazice depinde de caracterul și valoarea impedanței echivalente de generator  $Z_g$  (figura 6.1.a). Se consideră de obicei că sistemul este simetric și că reactanțele de scăpări ale transformatorului joacă rolul predominant:  $Z_{g1} = Z_{g2} = \dots Z_{gm} \approx \approx jX_c$ . Energia acumulată în aceste reactanțe nu permite comutarea instantanee a diodelor, determinînd suprapunerea conducerii a două diode pe o durată de timp de comutație  $t_c = \gamma/\omega$ . Unghiul de suprapunere este definit de relația

$$\gamma = \arccos \left[ 1 - \frac{X_c I_d}{V \sin \frac{\pi}{m}} \right] \quad (6.14)$$

iar caracteristica externă are expresia

$$V_d = V_{d0} - \frac{m}{2\pi} X_c I_d, \quad (6.15)$$

valabilă doar pe intervalul  $0 < \gamma < \frac{2\pi}{m}$ . La încărcări de curent mai mari, apare o suprapunere multiplă de conducție (intervale în care conduc simultan mai mult de 2 diode), caracteristica externă totală, pînă la regimul de scurt circuit fiind astfel constituită din  $m - 1$  segmente (vezi figura 6.2).

La scurtcircuit toate diodele conduc simultan pe durata întregii perioade iar curentul debitat de o fază are expresia

$$i_{jsc} = \frac{V}{X_c} \left[ 1 - \cos \left( \omega t - j \frac{2\pi}{m} \right) \right]. \quad (6.16)$$

Curentul de scurtcircuit exterior este dat de suma curenților  $i_j$

$$i_{sc} = \sum_{j=1}^m i_{jsc} = m \frac{V}{X_c} = I_{sc} \quad (6.17)$$

și nu are decît componentă continuă.

● **Redresoare bialternanță (în punte)**

Examinînd schema din figura 6.1.b, se constată că, dacă se admite

că alimentarea redresorului se face de la o sursă polifazică identică celeia din figura 6.1.a, se obține o tensiune medie dublă față de cea a redresorului monoalternanță.

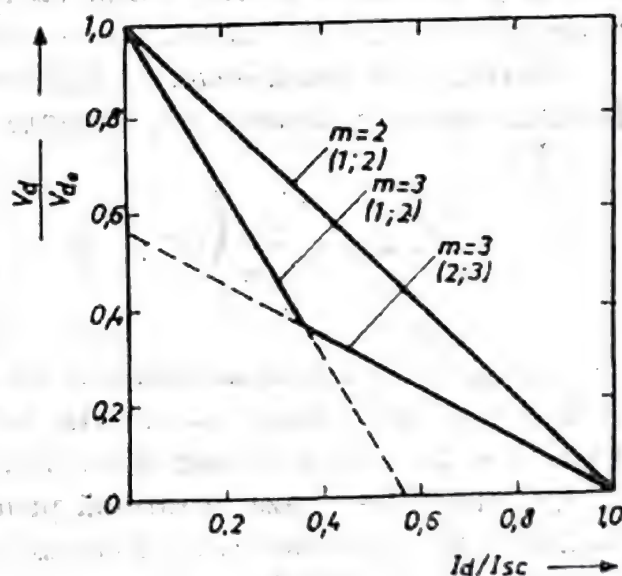


Fig. 6.2. Caracteristica externă a redresoarelor bifazice și trifazice monoalternanță. (1; 2) — simplă suprapunere (conduc 1, respectiv 2 diode simultan); (2; 3) — dublă suprapunere (conduc 2 respectiv 3 diode simultan).



În ce privește valoarea efectivă, tensiunile inverse maxime pe diode și factorul de formă, respectiv factorul de pulsație, se pot distinge două situații :

— dacă sursa are un număr par de faze, acestea se află două câte două în antifază și deci redresorul bialternanță este identic sub toate aspectele cu două redresoare monoalternanță, conectate în serie ;

— dacă sursa are un număr impar de faze, tensiunea pe sarcină are un număr de pulsații pe perioadă, egal cu dublul numărului de faze, așa că, de exemplu, redresorul trifazic în punte este echivalent cu două redresoare hexafazice monoalternanță conectate în serie.

În ce privește factorul de putere în secundar, se observă că fiecare înfășurare secundară debitează câte un impuls de curent în fiecare semi-perioadă așa că valoarea sa este de  $\sqrt{2}$  ori mai mare decât cea a redresorului monoalternanță :

$$\lambda_{punte} = \lambda\sqrt{2}. \quad (6.18)$$

**Observație.** O sursă bifazică are cele două tensiuni în opoziție de fază, suma lor fazorială fiind egală cu suma algebrică, din care cauză, în absența conductorului neutru, aceasta se confundă cu o sursă monofazică. De aici rezultă unele confuzii de nomenclatură. Astfel, în limbaj uzual, redresorul bifazic monoalternanță este denumit redresor monofazic bialternanță (deși, cum se observă din figura 6.1, de la o singură sursă nu se pot alimenta și inseria în același timp, un redresor pozitiv și unul negativ), iar redresorul bifazic bialternanță este denumit redresor monofazic în punte.

Curentul de scurtcircuit al redresorului în punte este egal cu cel al fiecăruia din redresoarele constitutive

$$I_{sc\ puncte} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (i_1^+ + i_2^+ + \dots + i_n^+) d(\omega t) = \frac{m}{\pi} \frac{V}{X_c}. \quad (6.19)$$

Dacă puntea este alimentată de o sursă conectată în poligon, prin înfășurările secundare va circula un curent de formă dreptunghiulară dacă  $m = 2n$  sau un curent în formă crenelată dacă  $m = 2n + 1$  (deoarece poligonul se conectează la sarcină prin două din virfurile sale, deci fiecare fază aparține fie unei ramuri conținând  $(m - 1)/2$  faze inseriate fie unei ramuri cu  $(m + 1)/2$  faze).

Valoarea efectivă a curentului dintr-o înfășurare secundară are valoarea

$$I_{(RMS)} = \begin{cases} \frac{I_d}{2} & m = 2n \\ \frac{I_d}{2} \frac{\sqrt{m^2 - 1}}{m} & m = 2n + 1 \end{cases} \quad (6.20)$$



Factorul de putere în secundar este

$$\lambda_{poligon} = \begin{cases} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,901 & m = 2n \\ \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{m}{\sqrt{m^2 - 1}} = 0,901 \frac{m}{\sqrt{m^2 - 1}} & m = 2n + 1 \end{cases} \quad (6.21)$$

● Conexiunea paralel cu bobină de absorbție (interphase transformer)

Conexiunea în paralel cu bobină de absorbție (vezi figura 6.3) permite de asemenea dublarea numărului de pulsații într-o perioadă dacă  $m = 2n + 1$  precum și o ameliorare a caracteristicii externe în sensul reducerii pantei acesteia.

Dacă prin circuitul magnetic al bobinei  $L_a$  variația fluxului nu se anulează niciodată, potențialele punctelor  $O_1$  și  $O_2$  sînt reciproc independente, fiecare diodă conduce un interval de faze de  $2\pi/3$  și în fiecare moment conduc două diode, una din redresorul  $R_1$  și una din redresorul  $R_2$ .

Tensiunea redresată medie este cea corespunzătoare redresorului trifazic, a cărei valoare de mers în gol este

$$V_{d0} = V_{d0}^{(3)} = 0,828 V \quad (6.22)$$

Tensiunea instantanee a punctului  $O'$  față de conductorul comun, este media tensiunilor fazelor ce conduc simultan, avînd 6 pulsații într-o perioadă, dacă fluxul magnetic din bobină (deci curentul de magnetizare  $i_a$ )

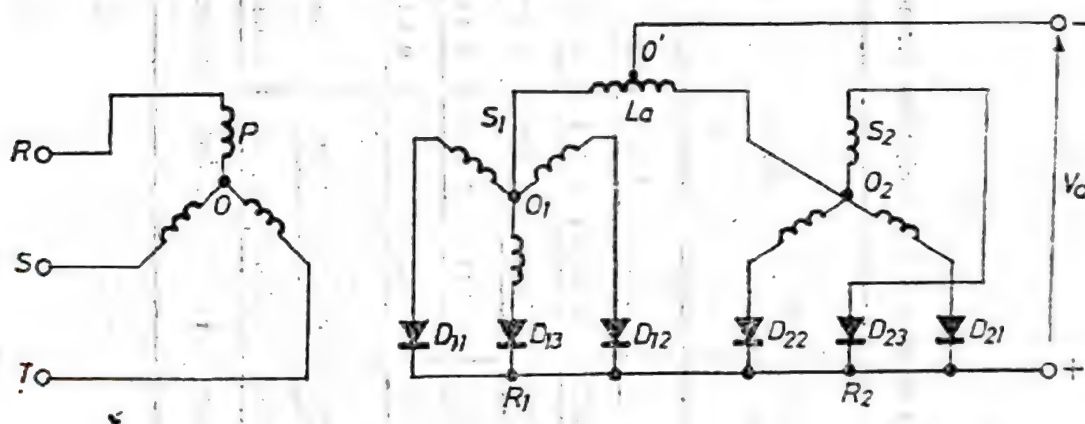


Fig. 6.3. Redresor trifazic în conexiune paralel cu bobină de absorbție.

nu se anulează în nici un moment, astfel încît bobina să poată prelua diferența instantanee de potențial dintre  $O_1$  și  $O_2$ . Curentul de magnetizare are o valoare maximă dată de

$$I_{\mu M} = \frac{V}{\omega L_a} \left( 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right). \quad (6.23)$$

Condiția  $i_a > 0$  este echivalentă cu condiția  $I_d \geq 2I_{\mu M}$ . Prin urmare bobina de absorbție se poate dimensiona astfel ca la o valoare minimă  $I_{d\min}$

Tabelul 6.1

Dependența de numărul de faze  $m$  a principalelor parametri ai redresoarelor polifazice cu sarcină rezistivă și inductivă.

Număr de faze $m$	Mod de redresare	$\frac{V_{d0}}{V}$	$\frac{V_{d(RMS)}}{V}$	$K_{f(V)}$	$\Omega(V)$	$\frac{V_{RM}}{V}$	Factor de putere în secundar, $\lambda$		Factor de formă al curentului, $K$		$I_{PH}/I_{FAV}$	
							sarcină rezistivă	sarcină inductivă	sarcină rezistivă	sarcină inductivă	sarcină rezistivă	sarcină inductivă
1	monoalternanță	0,318	0,500	1,571	1,211	1	0,287	—	1,571	—	3,142	—
2	monoalternanță	0,637	0,707	1,111	0,483	2	0,707	0,637	1,571	1,414	3,142	2
	bialternanță	1,272	1,414	1,111	0,483	2	1,000	0,900	1,571	1,414	3,142	2
3	monoalternanță	0,827	0,841	1,017	0,183	1,732	0,686	0,675	1,761	1,732	3,620	3
	bialternanță	1,910	1,912	1,001	0,042	1,732	0,971	0,955	1,761	1,732	6,284	3
	cu bobină de absorbție	0,827	0,841	1,017	0,042	2	—	0,675	—	1,732	—	3
6	monoalternanță	0,955	0,956	1,001	0,042	2	0,552	0,551	2,452	2,449	6,284	6
	bialternanță	1,910	1,912	1,001	0,042	2	0,780	0,780	2,452	2,449	6,284	6



a curentului de sarcină, să existe egalitatea

$$I_{dm} = kI_{dN} = 2I_{\mu M} \quad (6.24)$$

unde  $I_{dN}$  este valoarea nominală a curentului de sarcină.

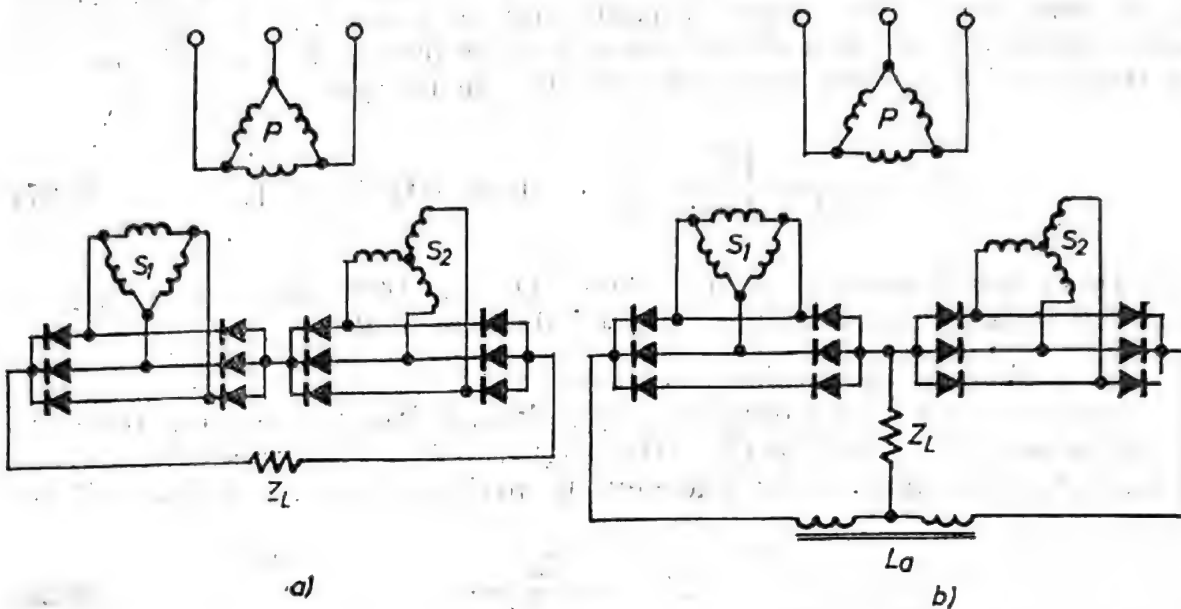


Fig. 6.4. Conexiuni de redresor cu 12 pulsuri alimentate din rețeaua trifazică. (a) Serie. (b) Paralel, cu bobină de absorbție.

De regulă  $k = 0,01 \dots 0,02$  și pentru  $f = 50$  Hz, rezultă

$$L_a = (0,043 \dots 0,086) \frac{V}{I_{dN}} \quad (6.25)$$

Creșterea numărului de pulsații într-o perioadă conduce la îmbunătățirea performanțelor redresorului. Considerînd că alimentarea se face din rețeaua trifazică, schema din figura 6.1.a produce o tensiune redresată cu 3 pulsații iar cele din figurile 6.1.b și 6.3, produc 6 pulsații. Pentru a obține 12 pulsații într-o perioadă se combină cîte două circuite de 6 pulsații, ca în figura 6.4.a sau b.

- Șuntarea părții rezistive a sarcinii cu un condensator

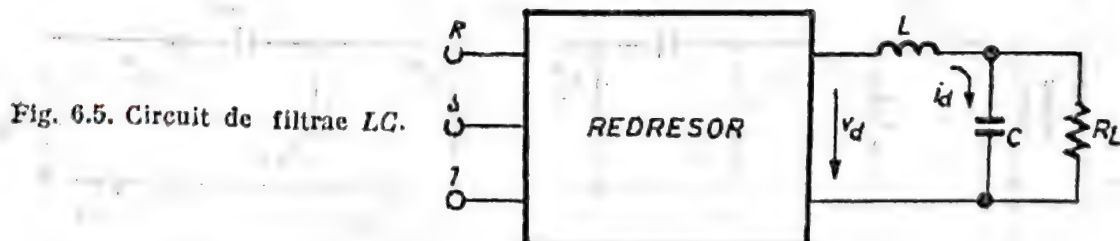


Fig. 6.5. Circuit de filtrae LC.

Reducerea în continuare a factorului de pulsație al curentului redresat se poate obține prin șuntarea părții rezistive a sarcinii cu un condensator (vezi figura 6.5).

Tensiunea redresată este descrisă prin seria Fourier

$$v_a = V_{a0} \left[ 1 - 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(km)^2 - 1} \cos(km\omega t) \right]. \quad (6.26)$$

Pentru  $m \geq 2$ , contribuția armonicelor superioare este neglijabilă și în cazul unui filtru corect dimensionat se poate admite că întreaga componentă pulsatorie a curentului se închide prin  $C$ . Factorul de pulsație al tensiunii pe sarcina rezistivă este dat de relația

$$\Omega \approx \frac{\sqrt{2}}{(m^2 - 1)m^2\omega^2 LC} \quad \text{dacă } m^2\omega^2 LC \gg 1. \quad (6.27)$$

De exemplu, pentru  $\omega^2 LC = 100$ ,  $\Omega = 2 \cdot 10^{-4}$  dacă  $m = 3$ ,  $\Omega = 1 \cdot 10^{-5}$  dacă  $m = 6$  și  $\Omega = 7 \cdot 10^{-7}$  dacă  $m = 12$ .

• *Redresorul cu sarcină capacitivă*

Pentru puteri ce nu depășesc câțiva kW, redresorul poate fi terminat direct pe sarcină capacitivă ( $L = 0$  în figura 6.5). Pentru acest tip de sarcină, factorul de pulsație se poate evalua mai ușor folosind definiția (6.6) :

$$\Omega' = \frac{I_a}{2mfCV}. \quad (6.28)$$

Caracteristica externă este aproximată prin

$$V_a = V - \frac{\Delta V}{2} = V - \frac{I_a}{2mfC} \quad (6.29)$$

• *Multiplicatorul de tensiune (cascade voltage multiplier)*

Prin conectarea în cascadă a mai multor celule constituite din condensator în ramura serie și diodă în ramura paralel se obține *multiplicatorul de tensiune*.

Circuitul tipic cu alimentare monofazică este arătat în figura 6.6. Condensatoarele  $C_1, C_2 \dots C_N$  formează coloana de netezire a tensiunii pe sarcină iar coloana  $C_1^*, C_2^* \dots C_N^*$  servește la reîncărcarea coloanei de netezire. Toate condensatoarele se încarcă (în absența curentului de sarcină) la tensiunea  $2V_2$ , cu excepția condensatorului  $C_1$ , care se încarcă

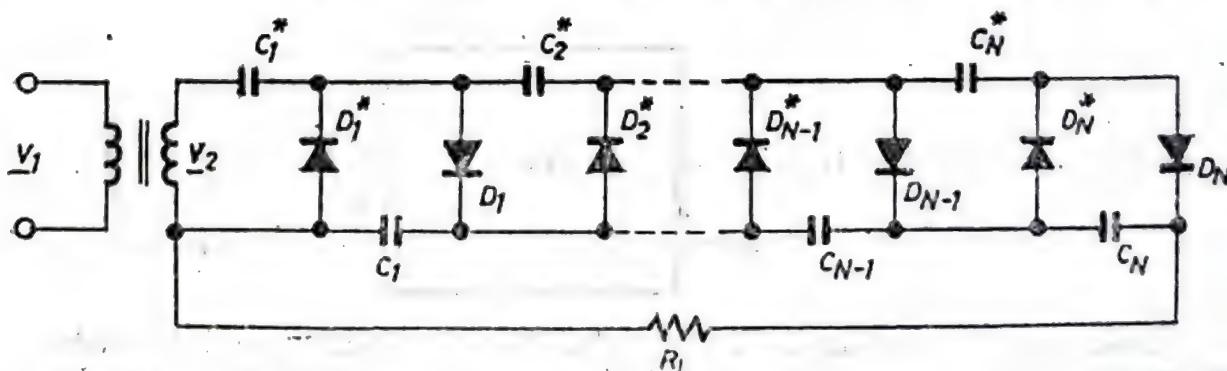


Fig. 6.6. Multiplicator de tensiune în cascadă.



la  $V_2$ . Tensiunea de mers în gol a circuitului ideal (fără considerarea elementelor parazite) este

$$V_{d0(\text{ideal})} = 2NV_2 \quad (6.30)$$

Analiza simplificată a circuitului se poate face pe baza criteriului de conservare a sarcinii transferate în timpul unei perioade. Considerind toate condensatoarele egale, se obține factorul de pulsație

$$\Omega' = \frac{I_d}{4fCV} (N^2 + N) \quad (6.31)$$

și caracteristica externă

$$V_{d(\text{ideal})} \approx V_{d0(\text{ideal})} - \frac{I_d}{2fC} \left( N^3 + \frac{3N^2}{2} + \frac{N}{2} \right) \quad (6.32)$$

Tensiunea reală obținută este mai mică dacă se ia în considerare capacitatea proprie (de barieră) a diodelor,  $C'$ . În intervalul de timp în care toate diodele sînt blocate (interval care constituie cea mai mare parte a perioadei), rețeaua se reduce la un atenuator în scară.

Tensiunea alternativă disponibilă la intrarea fiecărei celule de dublare este redusă față de cea precedentă astfel încît tensiunea redresată în gol, care este suma amplitudinilor tensiunilor de intrare în celulele de dublare este dată de

$$V_{d0} = V_{d0(\text{ideal})} \frac{\text{th} \left( 2N \sqrt{\frac{C'}{C}} \right)}{2N! \sqrt{\frac{C'}{C}}} \quad (6.33)$$

Relația (6.33) este reprezentată în figura 6.7.

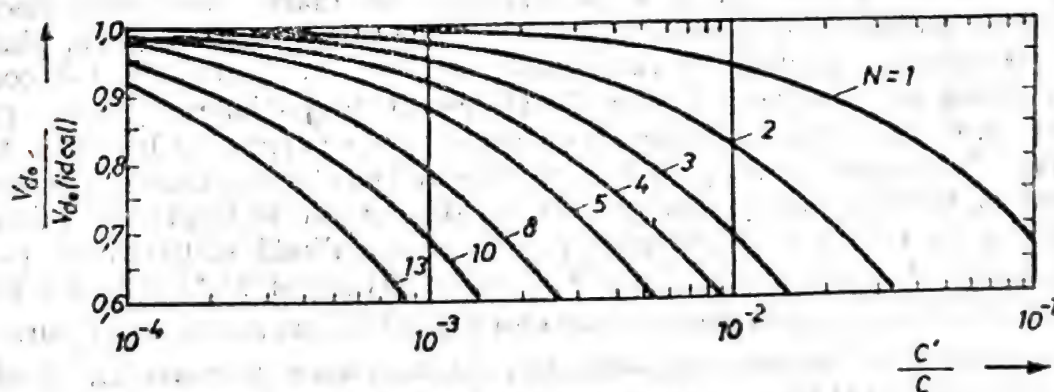


Fig. 6.7. Dependența tensiunii în gol a multiplicatorului în cascadă, de raportul dintre capacitatea șunt a diodelor  $C'$  și capacitatea condensatoarelor coloanei,  $C$ .

Caracteristica externă reală se obține din (6.32) înlocuind  $V_{d0(\text{ideal})}$  prin  $V_{d0}$  din (6.33).

### 6.2.2. Convertoare cu reglaj de fază (phase controlled converters) [4, 5, 7, 8]

Prin înlocuirea parțială sau totală a diodelor cu tiristoare se poate controla momentul intrării acestora în conducție. Se poate obține astfel reglarea tensiunii medii redresate sau, în anumite condiții, inversarea polarității tensiunii pe sarcină deci și a sensului fluxului de putere.

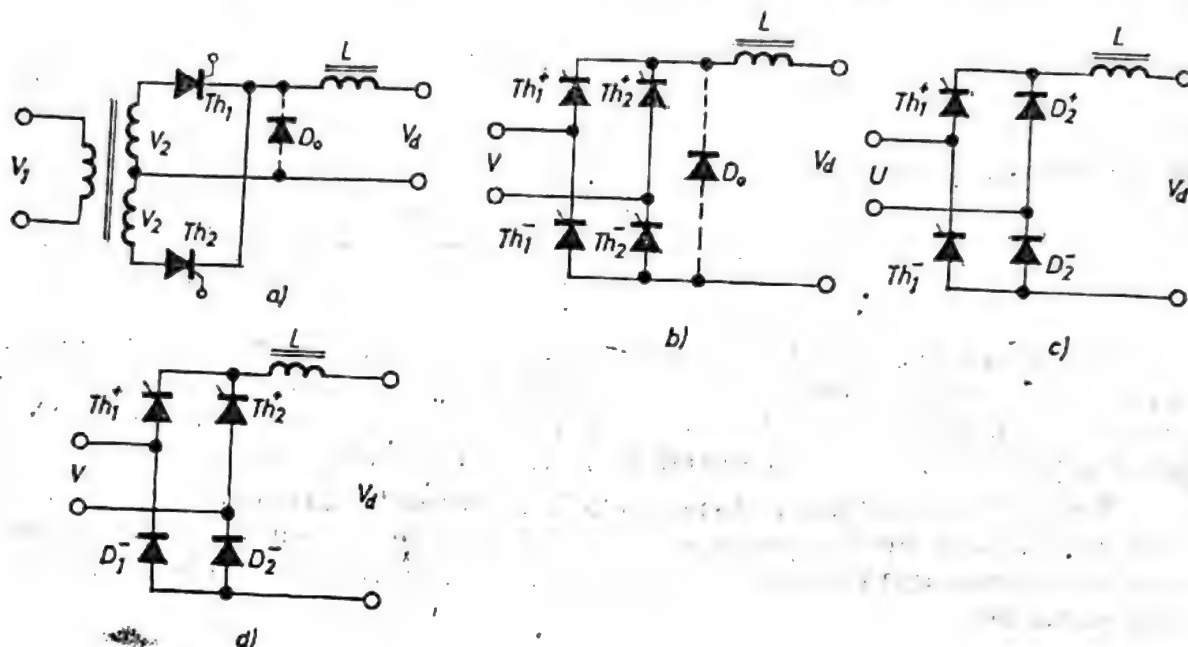


Fig. 6.8. Configurații tipice de convertor bifazic cu reglaj de fază. (a) Convertor monoalternanță. (b) Punte complet comandată. (c) Punte semicomandată asimetrică. (d) Punte semicomandată simetrică.

Structurile tipice ale convertoarelor bifazice sînt arătate în figura 6.8.

Schemele 6.8a și 6.8b derivă din structurile de redresare bifazică mono-, respectiv bialternanță prin înlocuirea tuturor diodelor cu tiristoare. Dacă inductanța sarcinii  $L$  este suficient de mare, conducția fiecărui tiristor se prelungește și după anularea tensiunii fazei respective, pînă la apariția comenzii pe cealaltă fază (conducție neîntreruptă). Dacă se conectează dioda de conducție liberă  $D_0$  (free-wheeling diode), aceasta preia conducția după terminarea fiecărei semiperioade permițînd blocarea tiristorului. Schemele 6.8c și 6.8d, denumite punți semicomandate (half-controlled bridges), realizează și funcția de conducție liberă prin diodele  $D_2^+$  și  $D_1^-$  în figura 6.8c, respectiv prin cîte o diodă și tiristorul corespunzător aflat în conducție ( $D_1^-$  și  $Th_1^+$ , respectiv  $D_2^+$  și  $Th_2^-$ ) în figura 6.8d.

Structurile tipice ale convertoarelor trifazice sînt arătate în figura 6.9. Este convenit ca măsurarea unghiului de întîrziere a comenzii,  $\alpha$ , să se facă din momentul în care tiristorul respectiv ar intra spontan în conducție dacă ar fi o diodă (momentul comutației naturale).

Formele de undă ale tensiunii pe sarcină în cazul convertorului monoalternanță și mărimile semnificative sînt arătate în figura 6.10.

În cazul cînd sarcina e pur rezistivă, fiecare tiristor transferă conducția celui următor dacă unghiul de comandă  $\alpha$  este mai mic decît  $\alpha'$



definit prin

$$\alpha' = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \quad (6.34)$$

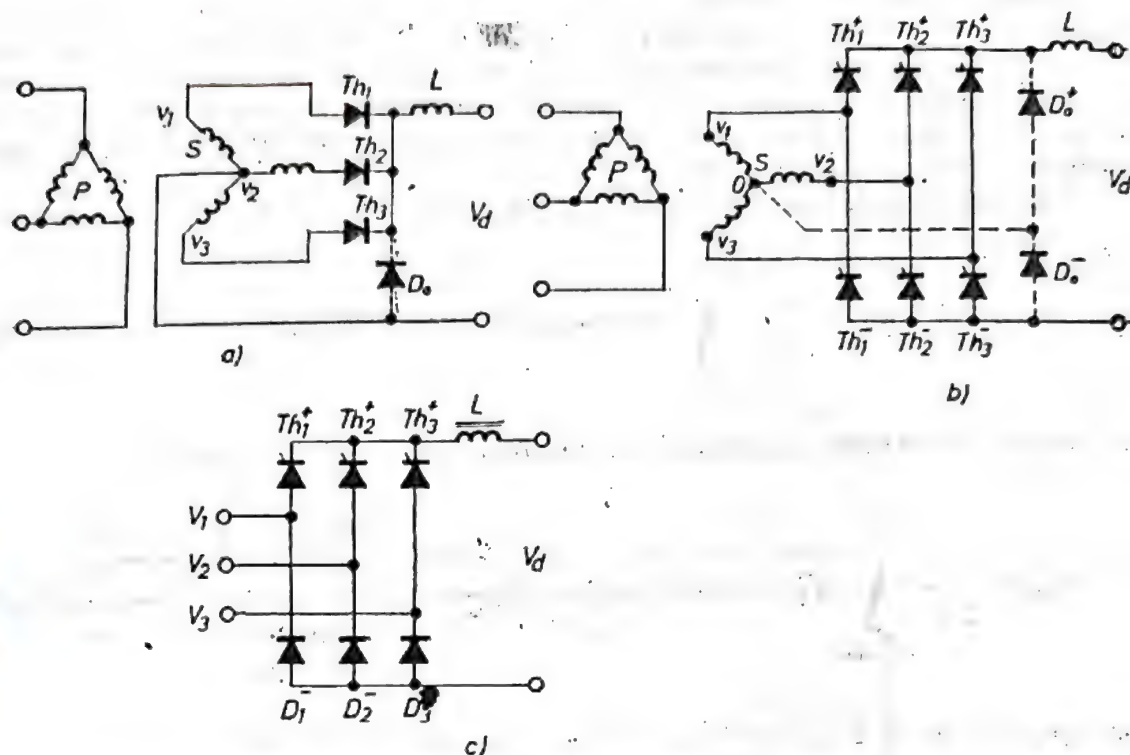


Fig. 6.9. Configurații tipice de convertor trifazic cu reglaj de fază. (a) Monoalternanță. (b) Punte complet comandată. (c) Punte semicomandată.

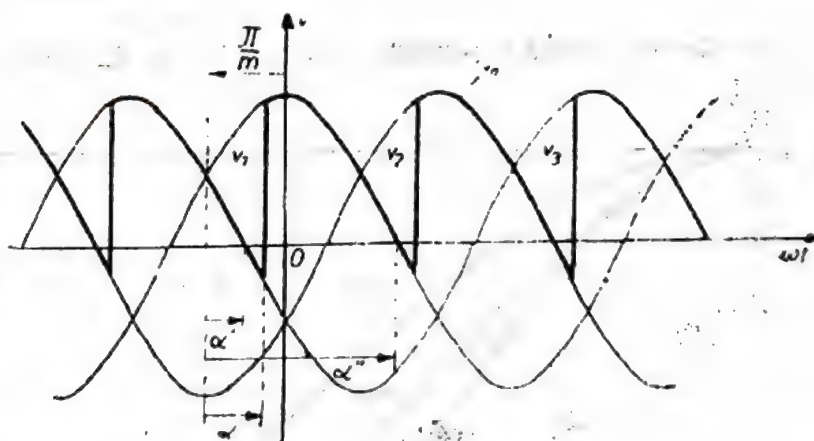


Fig. 6.10. Forma de undă a tensiunii de ieșire a convertorului trifazic monoalternanță cu reglaj de fază.

Dacă  $\alpha > \alpha'$ , tiristorul se blochează spontan prin inversarea polarității tensiunii anodice la  $\omega t = \alpha''$ , curentul prin sarcină rămânând nul până la aplicarea comenzii următoare. Limita superioară a domeniului de reglare este faza  $\alpha''$ , la care tensiunea anodică devine nulă în momentul

aplicării comenzii următoare

$$\alpha'' = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} \quad (6.35)$$

Dacă sarcina este inductivă dar există dioda de conducție liberă  $D_0$ , la  $\omega t = \alpha'$  conducția este transferată de la tiristor la  $D_0$  tensiunea pe sarcină rămânând nulă pînă la aplicarea comenzii următoare. Din punctul de vedere al caracterului variației tensiunii în funcție de unghiul de comandă, cele două situații (sarcină rezistivă, respectiv sarcină inductivă cu diodă de conducție liberă) sînt similare.

Tensiunea medie este definită, pentru  $\alpha < \alpha'$ , prin

$$V_a = \frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m} + \alpha}^{\frac{\pi}{m} + \alpha} V \cos(\omega t) d(\omega t) = V_{a0} \cos \alpha, \quad (6.36)$$

iar pentru domeniul conducției intermitente  $\alpha' < \alpha < \alpha''$ , prin

$$V_a = \frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m} + \alpha}^{\frac{\pi}{2}} V_1 \cos(\omega t) d(\omega t) = V_{a0} \frac{\cos \frac{\alpha' + \alpha}{2} \sin \frac{\alpha'' - \alpha}{2}}{\sin \frac{\pi}{m}}, \quad (6.37)$$

care pentru  $m = 2$  ( $\alpha' = 0$ ,  $\alpha'' = \pi$ ), devine

$$V_a = V_{a0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (6.38)$$

Caracteristicile de reglaj pentru  $m = 2, 3, 6, 12$  sînt reprezentate în figura 6.11.

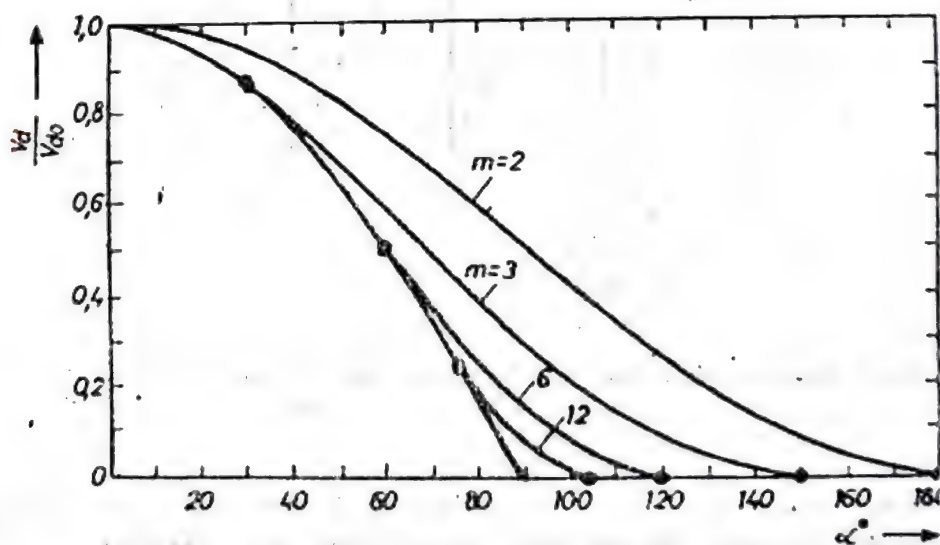


Fig. 6.11. Caracteristicile de reglaj ale convertoarelor polifazice monoalternanță pe sarcină rezistivă.



Pentru sarcină inductivă fără diodă de conducție liberă, caracteristica de reglaj este reprezentată prin legea unică (6.36), pe tot domeniul  $0 < \alpha < \pi$ . După cum rezultă din figura 6.10 pentru  $\alpha < \frac{\pi}{2}$  ariile cu-

prinse între curba  $v_d$  și axa timpului, situate în semiplanul pozitiv, sînt mai mari decît cele din semiplanul negativ, așa că valoarea medie a tensiunii este pozitivă. Situația se inversează pentru  $\pi/2 \leq \alpha < \pi$ , ceea ce arată că în acest domeniu tensiunea medie își inversează semnul iar puterea circulează din spre partea de c.c. în spre cea de c.a.

În concluzie, convertorul cu sarcină puternic inductivă și fără funcție de diodă de conducție liberă, are posibilitatea de a lucra atît în regim de redresor ( $\alpha < \pi/2$ ) cît și în regim de inverter ( $\alpha > \pi/2$ ).

Caracteristica de lucru reprezentînd atît dependența tensiunii de unghiul de comandă cît și dependența acesteia de încărcare se exprimă prin combinarea relațiilor (6.15) și (6.36):

$$V_d(\alpha, I_d) = V_{d0} \cos \alpha - \frac{[mX_c]}{2\pi} I_d \quad (6.39)$$

Comanda în regim de inverter poate fi efectuată în realitate doar pînă la un unghi  $\alpha_M < \pi$ , care să permită atît anularea curentului de suprapunere a conducției cît și revenirea completă a tiristorului, înainte ca tensiunea anodică a acestuia să redevină pozitivă:

$$\alpha_M = \pi - \arccos \left[ \cos \omega t_q - \frac{I_d X_c}{V \sin \frac{\pi}{m}} \right] \quad (6.40)$$

Puntea semicomandată simetrică (figura 6.8.d sau figura 6.9.c) poate fi echivalată cu un ansamblu constituit dintr-un redresor cu diode conectat în serie cu un convertor monoalternanță cu tiristoare. Caracteristica de lucru rezultă din însumarea relațiilor (6.15) și (6.39)

$$V_d(\alpha, I_d) = 2 \left( V_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} - \frac{mX_c}{2\pi} I_d \right) \quad (6.41)$$

care arată că pe tot domeniul de reglaj ( $0 < \alpha < \alpha_M$ ),  $V_d$  își păstrează semnul, deci nu este posibilă funcționarea în regim de inverter.

Convertorul trifazic în punte complet comandată fără diodă de conducție liberă nu poate fi amorsat decît dacă, în momentul apariției comenzii pe un tiristor din redresorul pozitiv, există un tiristor din redresorul negativ în stare de conducție și vice-versa. Această condiție se poate îndeplini fie prin amorsarea funcționării începînd de la  $\alpha = 0$  și pe măsură ce curentul de sarcină crește și se asigură conducția neîntreruptă se mărește unghiul de comandă pînă la valoarea dorită a tensiunii de ieșire, fie prin comanda cu impulsuri duble, defazate cu  $60^\circ$  între ele a fiecărui tiristor, cel de-al doilea impuls realizînd comanda auxiliară necesară amorsării conducției.

Prima modalitate nu este convenabilă deoarece are drept efect aplicarea inițială pe sarcină a tensiunii maxime a redresorului în timp ce, de regulă, cerințele de protecție indică aplicarea inițială a unei tensiuni mici

și creșterea ei treptată până la valoarea dorită. În cazul funcționării cu diodă de nul, schema din figura 6.9.b asigură amorsarea conducției fiecărui redresor prin câte una din diodele de nul și punctul comun al secundarului în stea al transformatorului, evitându-se necesitatea comenzi cu impulsuri duble.

Structura armonică a tensiunii pe sarcină depinde de schema convertorului, de numărul de faze și de unghiul de comandă  $\alpha$ . Pentru convertoarele complet comandate, dezvoltarea Fourier a tensiunii pe sarcină la o încărcare de curent neglijabilă, are forma :

$$v_a = V_{d0} \left\{ \cos \alpha + \sum_{k=1}^{\infty} \left[ \frac{1}{(km-1)^2} + \frac{1}{(km+1)^2} - \frac{2 \cos 2\alpha}{k^2 m^2 - 1} \right]^{1/2} \cdot \sin (km\omega t + \Phi_{km}) \right\} \quad (6.42)$$

Pentru punțile semicomandate, structura armonică este dată de suma dintre tensiunea convertorului cu reglaj de fază, conform (6.42) și a celui fără reglaj, dată tot de (6.42) în care  $\alpha = 0$ . Distribuția amplitudinilor primelor armonice în funcție de unghiul de comandă, este prezentată

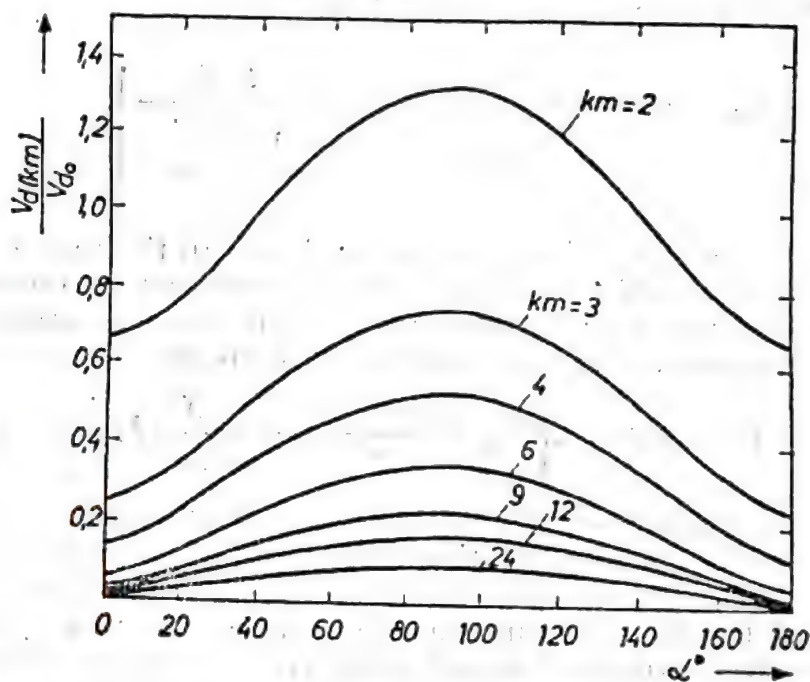


Fig. 6.12. Dependența amplitudinii primelor armonice ale tensiunii pe sarcină de unghiul de comandă  $\alpha$  la convertoarele monoalternanță și la punțile complet comandate.

în figura 6.12 pentru convertoarele complet comandate, în figura 6.13 pentru puntea semicomandată bifazică și figura 6.14, pentru puntea semicomandată trifazică.

Structura armonică a curentului de intrare în convertor se poate determina în ipoteza neglijării suprapunerii conducției și a unui curent



de sarcină fără pulsații, din bilanțul de puteri active ale convertorului ideal (fără pierderi). Componenta fundamentală este

$$I_1 = \frac{2}{m} I_a \frac{V_a}{V} \quad (6.43)$$

Fig. 6.13. Dependența amplitudinii primelor armonice ale tensiunii pe sarcină de unghiul de comandă, la puntea bifazică semicomandată.

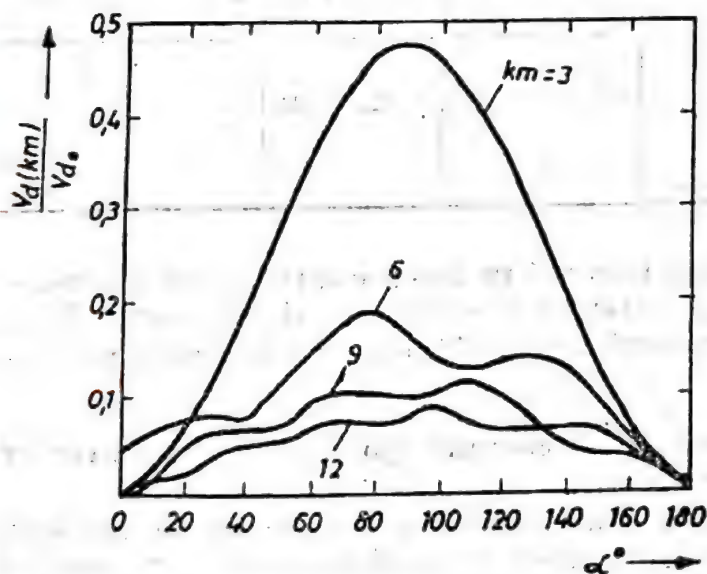
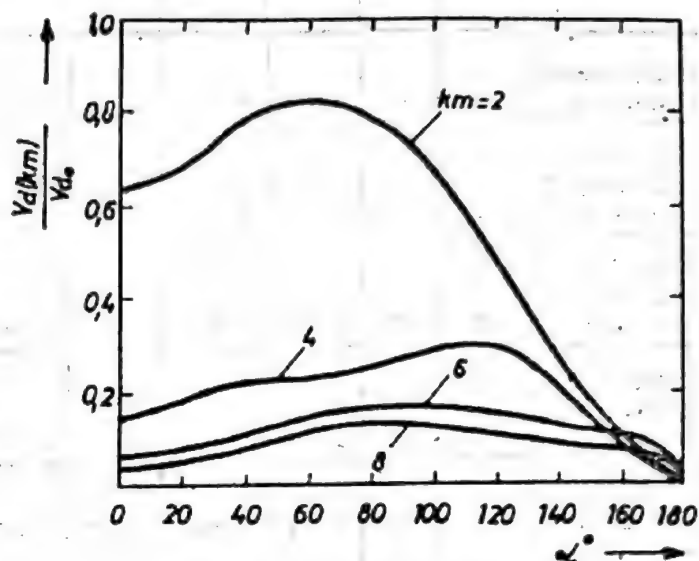


Fig. 6.14. Dependența amplitudinii primelor armonice ale tensiunii pe sarcină de unghiul de comandă, la puntea trifazică semicomandată.

Dintre componentele superioare, există doar cele avînd rangul adiacent celui al componentelor tensiunii pe sarcină, iar amplitudinile acestora sînt egale cu amplitudinea fundamentalei divizată prin rangul  $k$ :

$$I_k = \frac{I_1}{k} \quad (6.44)$$

Principalele caracteristici ale convertoarelor cu reglaj de fază sînt prezentate în tabelul 6.2. Sînt evidențiate mărimile care condiționează

Principalele caracteristici ale convertorilor cu reglaj de fază.

Tabelul 6.2

Circuitul	Numărul de pulsuri	$\frac{V_{d0}}{V}$	$\frac{V_{(Tn)M}}{V_{d0}}$	$\frac{I_{(RMS)}}{I_d}$	$\frac{I_{FAV}}{I_d}$	$\frac{I_{F(RMS)}}{I_d}$	Rangul armonicilor existente în :		Figura
							tensiunea pe sarcină	curentul de intrare	
Bifazic monoalternanță	2	0,637	3,142	1,0	0,5	0,707	2, 4, 6, 8, ...	3, 5, 7, 9, ...	6.8.a
Punte bifazică complet controlată	2	1,274	1,571	1,0	0,5	0,707	2, 4, 6, 8, ...	3, 5, 7, 9, ...	6.8.b
Punte bifazică semi-controlată	2	1,274	1,571	$1,0 \div 0$	$0,5 \div 0$	0,707	2, 4, 6, 8, ...	3, 5, 7, 9, ...	6.8.d
Trifazic monoalternanță	3	0,828	2,095	0,577	0,333	0,577	3, 6, 9, 12, ...	2, 4, 5, 7, 8, ...	6.9.a
Punte trifazică complet controlată	6	1,656	1,047	0,816	0,333	0,577	6, 12, 18, 24, ...	5, 7, 11, 13, 17, ...	6.9.b
Punte trifazică semi-controlată	3	1,656	1,047	$0,816 \div 0$	0,333	0,577	3, 6, 9, 12, ...	2, 4, 5, 7, 8, ...	6.9.c
2x trifazic cu bobină de absorbție	6	0,828	2,095	0,408	0,167	0,289	6, 12, 18, 24, ...	5, 7, 11, 13, 17, ...	6.3 cu tiristoare

alegerea tiristoarelor : tensiunea maximă în blocare directă sau inversă — notată cu simbolul unic  $V_{(Tn)M}$ , curentul mediu  $I_{F(AV)}$  și cel efectiv  $I_{F(RMS)}$  prin tiristor și de asemenea, curentul efectiv al liniilor de alimentare,  $I_{(RMS)}$ .

### 6.2.3. Convertoare cu funcționare în 4 cadrane (four quadrant converters)

Prin conectarea în paralel a două convertoare cu reglaj de fază ca în figura 6.15, se poate asigura și inversarea sensului curentului prin sarcină.

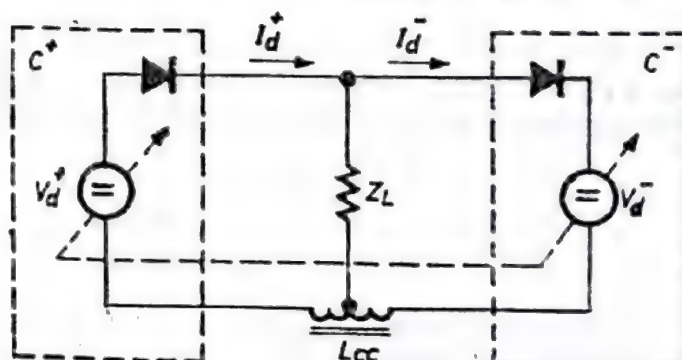


Fig. 6.15. Structura convertorului cu funcționare în 4 cadrane.



Convertoarele notate cu  $C^+$  și  $C^-$  sint identice iar simbolurile de diodă sint folosite doar pentru a indica sensul obligat al curentului fiecăruia. La o funcționare corectă,  $V_{d^+} = -V_{d^-}$  ceea ce conduce la condiția de comandă

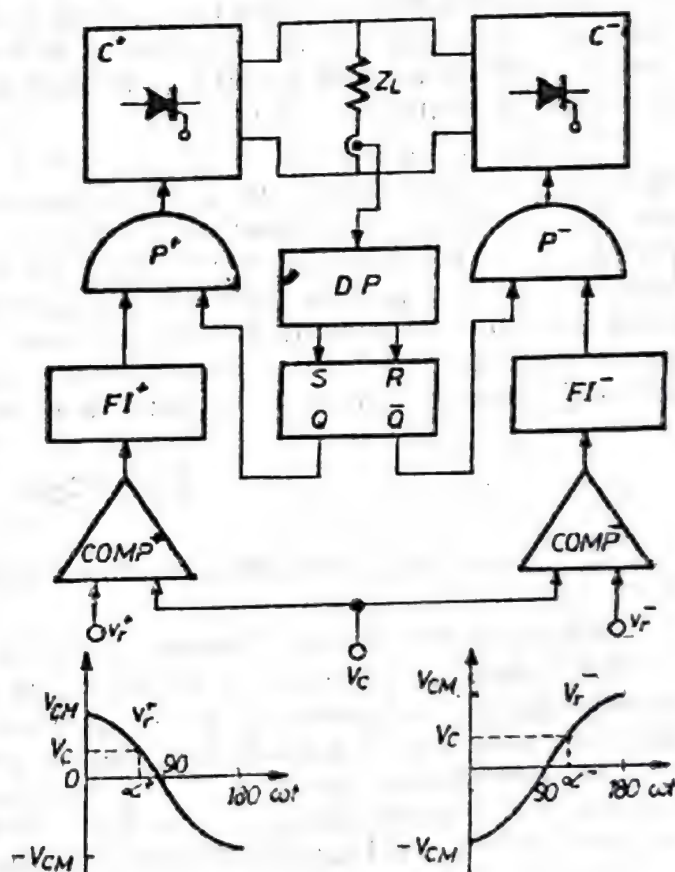
$$\alpha^+ = \pi - \alpha^- \quad (6.45)$$

și la cea de simetrie

$$V_{d0}^+ = -V_{d0}^- = V_{d0} \quad (6.46)$$

Neindeplinirea condițiilor (6.45) și (6.46) poate duce fie la blocarea ambelor convertoare fie la apariția unui curent de circulație care se închide nemijlocit prin cele două convertoare și poate determina creșterea puterii de pierderi. Dacă cele două condiții sint îndeplinite, componenta medie a curentului de circulație poate fi anulată, nu însă și componentele pulsatorii deoarece tensiunile celor două convertoare prezintă pulsații ce nu sint totdeauna în fază. Limitarea amplitudinii componentei pulsatorii a curentului de circulație se poate face cu ajutorul bobinei de limitare  $L_{cc}$ . Curentul de circulație poate fi anulat complet dacă impulsurile de comandă se aplică doar convertorului care realizează efectiv schimbul de energie în condițiile de funcționare dorite:  $C^+$  pentru funcționarea în cadranele *I* și *IV* și  $C^-$  pentru funcționarea în cadranele *II* și *III*. În acest scop este

Fig. 6.16. Circuit de comandă pentru funcționarea convertorului în 4 cadrane fără curent de circulație.



necesară decelarea sensului curentului prin sarcină și selectarea corespunzătoare a convertorului ce urmează a primi impulsuri de comandă.

Schema bloc a circuitului de selecție și comandă este ilustrată în figura 6.16. Tensiunile de referință  $v_r^+$  și  $v_r^-$  sint cosinusoidale defazate



între ele cu  $180^\circ$ , pentru a asigura atît îndeplinirea condiției (6.45) cit și liniarizarea caracteristicii de reglaj întrucît tensiunea continuă pe sarcină devine în acest fel direct proporțională cu tensiunea de comandă  $V_c$ .

În schema bloc prezentată, detectorul de polaritate  $DP$  și bistabilul ce îi urmează sînt unice, în schimb celelalte blocuri (comparatorii,  $COMP$ , formatoarele de impulsuri  $FI$  și porțile  $P$ ) sînt în număr egal cu numărul de tiristoare din fiecare convertor, deoarece cosinusoidalele de referință trebuie astfel fazate încît maximum fiecăreia să corespundă cu momentul comutației naturale a tiristorului pe care îl comandă.

#### 6.2.4. Cicloconvertoare cu modulație de fază (*phase modulated cycloconverters*)

Convertorul cu funcționare în 4 cadrane poate deveni un convertor direct de frecvență dacă tensiunea de comandă în schema din figura 6.16 capătă o variație sinusoidală cu frecvența de ieșire  $\omega_m$ :

$$v_c = V_{cm} \sin \omega_m t, \quad (6.47)$$

cu respectarea condițiilor  $V_{cm} < V_r$  și  $\omega_m < \omega$ .

Dacă numărul de faze al rețelei de alimentare este suficient de mare, salturile tensiunii de ieșire, corespunzătoare fiecărei comutații, pot fi făcute oricît de mici și astfel componentele cu frecvențe nedorite ale tensiunii pot fi reduse oricît de mult.

În condiții de lucru reale, numărul de faze, respectiv de impulsuri pe o perioadă, ale rețelei de alimentare este limitat, de regulă avînd valorile  $q_i = 3, 6, 12, 24$ . Numărul de tiristoare din structura unui cicloconvertor cu ieșire monofazică este egal cu  $2q_i$ . Cicloconvertoarele sînt însă folosite mai ales pentru alimentarea, la turație și putere reglabile, a mașinilor electrice de curent alternativ, prevăzute cu înfășurări trifazice. În consecință, numărul total de tiristoare  $N_{T\lambda}$  necesar unui cicloconvertor avînd  $q_i$  faze la intrare și  $m_0$  faze la ieșire este

$$N_{T\lambda} = 2q_i m_0 \quad (6.48)$$

În figura 6.17 este ilustrat un exemplu de cicloconvertor cu  $m_0 = 3$  și  $q_i = 6$ .

Numărul de tiristoare necesar poate fi redus la  $2/3$  din valoarea dată de (6.48) dacă se ține seama de faptul că o rețea trifazică simetrică este caracterizată prin aceea că, în conexiunea triunghi, fiecare tensiune este egală cu diferența fazorială a celorlalte două; consumatorul poate fi alimentat deci numai cu două cicloconvertoare cu ieșire monofazică avînd tensiunile de ieșire defazate cu  $120^\circ$ . Schema bloc a ansamblului este arătată în figura 6.18.a, iar diagrama fazorială în figura 6.18.b.

Numărul de tiristoare poate fi în continuare redus pînă la jumătate din valoarea dată de (6.48), dacă în fiecare ramură a ansamblului se folosește doar cîte un convertor cu funcționare în două cadrane. Sistemul se prezintă ca o conexiune în inel, putînd asigura condițiile de simetrie ale tensiunilor pe sarcină (figura 6.18.c).



Cicloconvertoarele cu modulație de fază sînt sisteme *reversibile* așa că puterea poate circula în ambele sensuri, cu condiția ca la poarta de intrare să existe mereu tensiunea rețelei, pentru a asigura comutarea naturală a tiristoarelor.

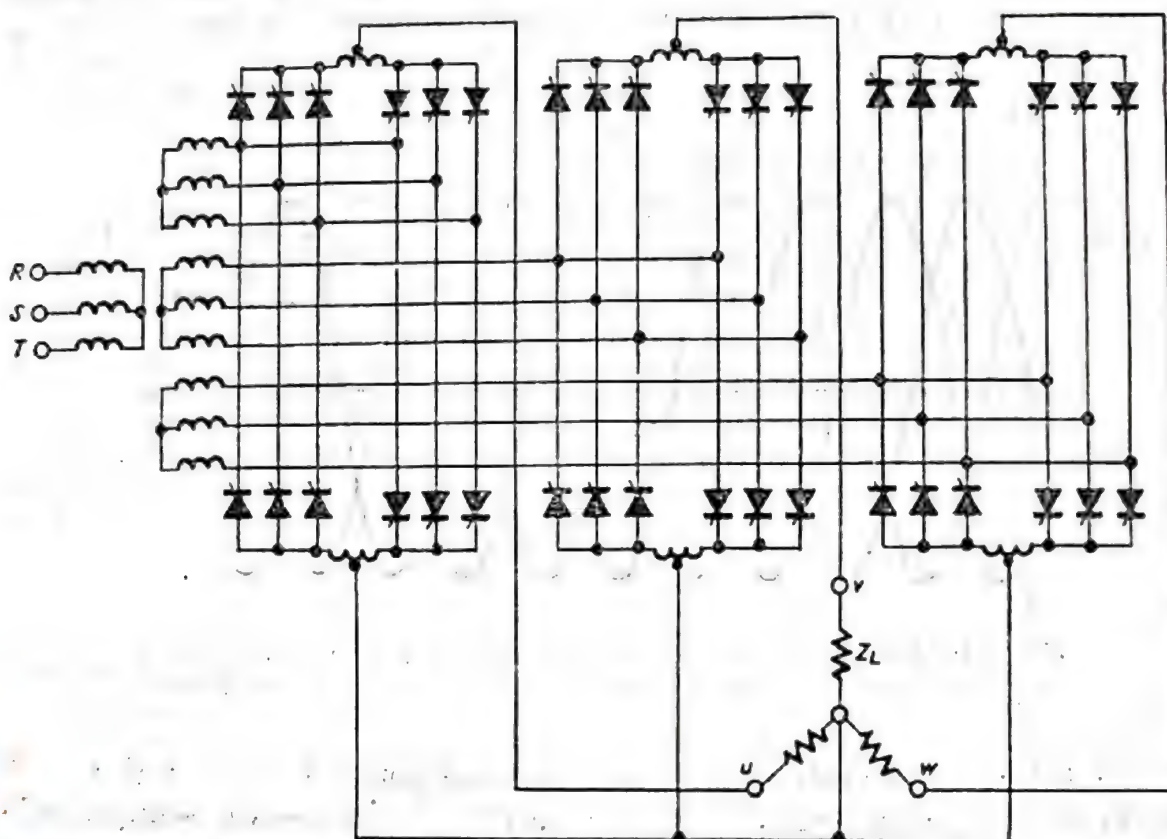


Fig. 6.17. Schema unui cicloconvertor cu ieșire trifazică și 6 pulsuri la intrare.

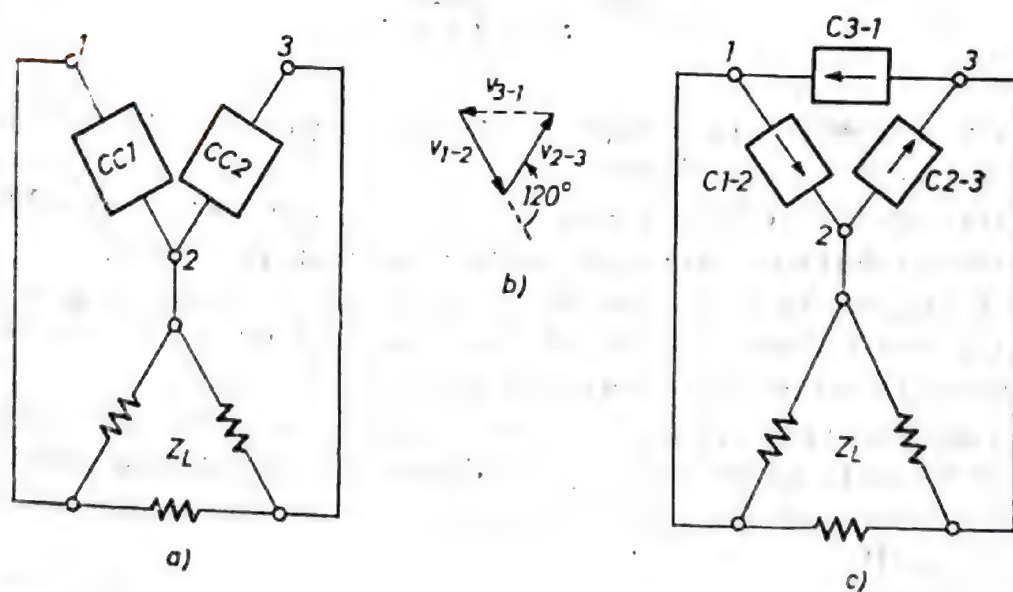


Fig. 6.18. Cicloconvertoare cu număr redus de tiristoare: (a) conexiune „în triunghi deschis”; (b) diagrama fazorială a schemei (a); (c) conexiune „în două cadrane” cu convertoare în două cadrane.

### 6.2.5. Cicloconvertoare cu deplasare de fază (*phase-shift* sau *envelope cycloconverters*)

La această categorie de cicloconvertoare, unghiul de comandă poate lua doar două valori, câte una pentru fiecare semiperioadă de modulație

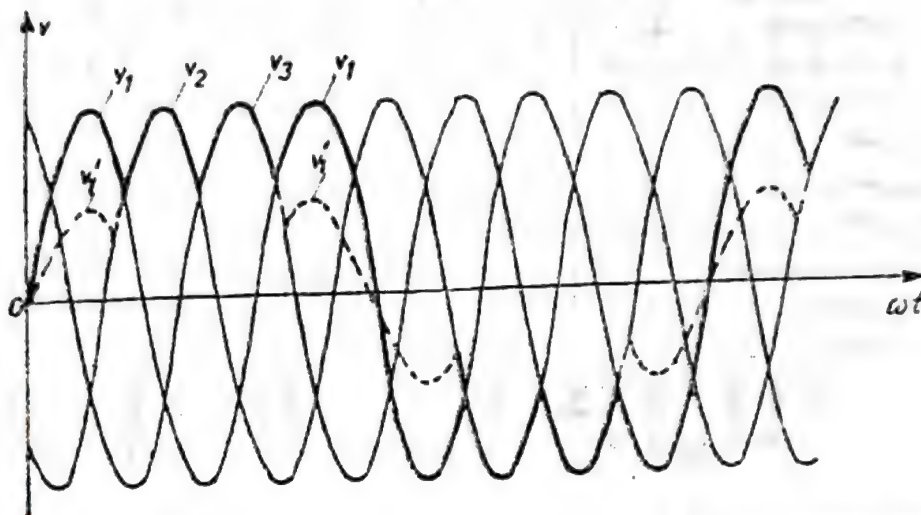


Fig. 6.19. Forma de undă a tensiunii de ieșire a unui cicloconvertor de anvelopă cu trei impulsuri la intrare și patru impulsuri pe semiperioadă.

De regulă aceste valori sînt : în semiperioada pozitivă  $\alpha^+ = \pi$  și  $\alpha^- = 0$  iar în semiperioada negativă  $\alpha^+ = \pi$  și  $\alpha^- = 0$ . În fiecare semiperioadă de modulație trebuie cuprins un număr întreg  $k$  de pulsuri ale tensiunii pe sarcină, ceea ce conduce la condiția

$$\frac{\omega_m}{\omega} = \frac{q_i}{q_i + 2(k + 1)} \quad (6.49)$$

care arată că în acest caz variația frecvenței la ieșire se poate realiza doar printr-un număr de valori discrete.

Forma de undă este mai simplă și nu conține componente Fourier de frecvențe inferioare frecvenței dorite a tensiunii pe sarcină.

În figura 6.19 este ilustrat un exemplu pentru  $k = 4$  și  $q_i = 3$  respectiv  $\omega_m = \omega/3$ . Dacă numărul de faze al sursei de alimentare devine foarte mare, forma de undă se apropie de cea trapezoidală.

În figură este arătată prin linii întrerupte și o modalitate de apropiere a formei de undă de sinusoidă, prin alimentarea asimetrică, astfel încît tensiunile diferitelor faze să fie inegale între ele (în exemplul ilustrat  $2V'_1 = V_2 = V_3$ ).

Utilizarea acestor circuite este restrînsă la aplicații speciale, de exemplu pentru obținerea frecvenței de  $16 \frac{2}{3}$  Hz folosită în sistemul căilor ferate.



### 6.3. Variatoare de putere cu comutație naturală (AC controllers)

[4, 7]

Funcția de variator de putere în circuite cu comutație naturală poate fi realizată în două moduri : prin admiterea conducerii pe durata unui număr întreg de perioade ale tensiunii rețelei și blocarea ei pe durata unui alt

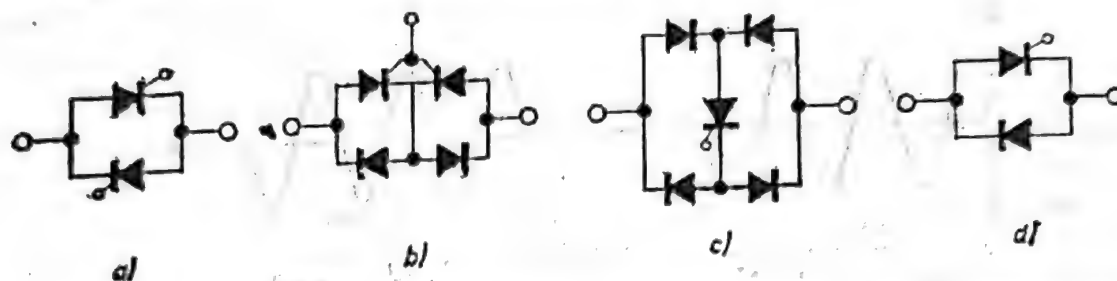


Fig. 6.20. Contactoare electronice pentru realizarea variatoarelor de putere cu comutație naturală : (a) două tiristoare în antiparalel ; (b) două tiristoare cu conducție inversă, inseriate în opoziție ; (c) un tiristor în diagonala unei punți de diode ; (d) tiristor cu conducție inversă (numai pentru variatoare trifazice).

număr de perioade sau prin admiterea conducerii pe o fracțiune din durata, fiecărei semiperioade.

De obicei se urmărește eliminarea componentei de curent continuu și reducerea la minimum a componentelor armonice străine de frecvența rețelei ; în acest scop se folosesc contactoare electronice cu *conducție bidirecțională*, de exemplu triacuri. Pentru reglarea unor puteri ce depășesc domeniul acoperit de triacurile uzuale, se realizează contactoare cu tiristoare sau cu tiristoare și diode, ale căror scheme sînt exemplificate în figura 6.20. Oricare din primele trei variante, este echivalentă unui triac. Varianta (a) necesită două canale de comandă, izolate galvanic, pentru cele două sensuri de conducție. Variantele (b) și (c) pot fi comandate printr-un singur canal cu impulsuri unipolare. Ele prezintă însă neajunsul unor căderi de tensiune directe mai mari : în serie cu tiristorul aflat în conducție se găsește o diodă în varianta (b) și două diode în varianta (c). Varianta (d) se poate utiliza doar în variatoare trifazice, deoarece în variatoarele monofazice introduce o componentă medie de curent și nu permite reglarea puterii pînă la anularea acesteia.

#### 6.3.1. Variatoare monofazice cu reglarea numărului de perioade de conducție (*integral cycle control*)

*În circuitele monofazice, reglarea prin număr de perioade de conducție se utilizează pentru sarcini puternic inerțiale, în particular în sisteme de încălzire cu rezistențe, deoarece procedeul generează componente cu frecvențe inferioare frecvenței rețelei.*

Contactorul este comandat în conducție pe durata unui număr întreg, variabil,  $N_c$ , de perioade ale rețelei după care este blocat, procesul repetîndu-se la intervale egale cu  $N_c$  perioade. Raportul de conducție este numărul rațional  $K = N_c/N_s$  (vezi figura 6.21.a).

Componentele Fourier ale tensiunii pe sarcină sînt exprimate ca multipli ai frecvenței de eșantionare  $\omega_s = \omega/N_s$ .

$$\left. \begin{aligned} V_n &= \frac{2\pi}{V} \frac{N_s}{N_s^2 - n^2} \sin(\pi kn) & n \neq N_s \\ V_n &= KV & n = N_s \end{aligned} \right\} \quad (6.50)$$

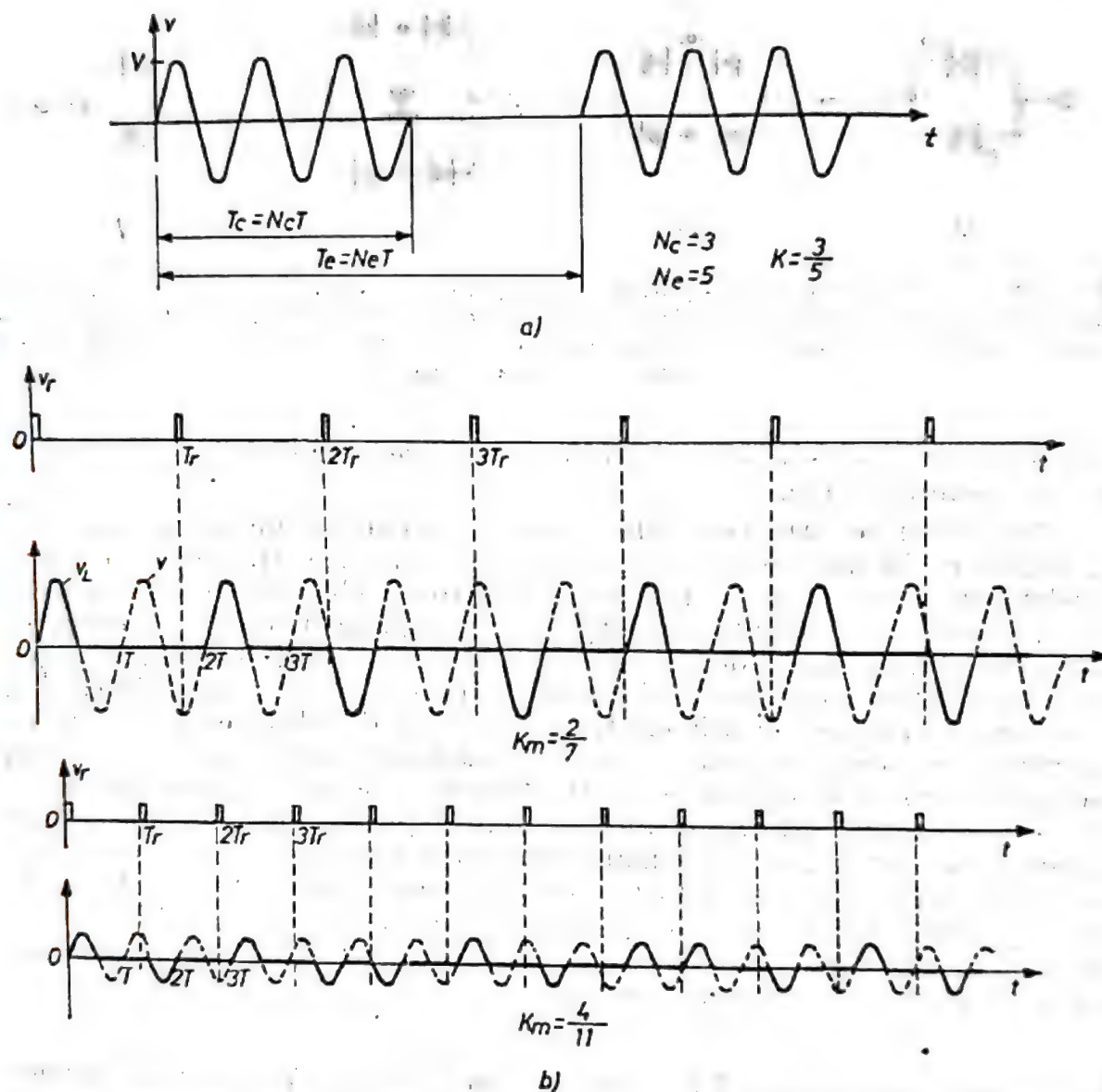


Fig. 6.21. Forma de undă pentru ilustrarea reglării prin număr de perioade (sau semiperioade) de conducție: (a) reglaj prin număr de perioade de conducție, grupate; (b) reglaj prin număr de semiperioade de conducție distribuite cit mai uniform în timp (sînt exemplificate cazurile  $K_m = 2/7$  și  $K_m = 4/11$ ).

Valoarea efectivă a tensiunii pe sarcină este

$$V_{L(RMS)}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V^2 \sin^2(N_s \omega_s t) d(\omega_s t) = \frac{V^2}{2} K, \quad (6.51)$$



iar puterea absorbită de o sarcină rezistivă este

$$P = \frac{V_{L(RMS)}^2}{R} = \frac{V^2}{2R} K = K P_M, \quad (6.52)$$

care arată o dependență liniară de raportul de conducție. Deoarece componentele străine introduc putere deformantă, factorul de putere este subunitar și se exprimă prin

$$\lambda = \sqrt{K} \quad (6.53)$$

Reglajul se poate face fie prin variația duratei de conducție  $N_c$  păstrind perioada de eșantionare constantă ( $N_c = \text{const.}$ ), fie prin variația perioadei de eșantionare  $N_c$  păstrind durată de conducție constantă ( $N_c = \text{const.}$ ), fie prin reglarea ambelor durate astfel încât să se poată obține orice valoare a raportului de conducție. În acest din urmă caz optimizarea reglajului se poate obține prin căutarea celei mai apropiate fracții ireductibile care aproximează cu o precizie dată, valoarea dorită a lui  $K$ .

Generarea semnalelor de comandă în poartă se poate realiza prin circuite electronice discrete sau cu ajutorul unor circuite integrate specializate (vezi capitolul 8 din această carte).

Dacă sarcina are caracter inductiv, comandarea în conducție a contactorului la trecerea prin zero a tensiunii determină un proces tranzitoriu a cărui consecință poate fi creșterea apreciabilă a amplitudinii primei semiperioade de curent. De asemenea, încetarea conducției are loc cu o întârziere față de ultima trecere prin zero a tensiunii, ceea ce modifică valoarea reală a raportului de conducție. Eliminarea acestor efecte se poate face prin aplicarea comenzii cu o întârziere de fază egală cu unghiul de fază al sarcinii.

Pentru obținerea mai multor pași de cuantizare în fiecare eșantion, se poate regla, în locul numărului de perioade întregi de conducție, numărul de semiperioade. În acest caz, dacă numărul de semiperioade de conducție este impar, apare o componentă medie de curent. Aceasta poate fi eliminată dacă perioada de eșantionare conține un număr impar de perioade de rețea.

Amplitudinea componentelor cu frecvență inferioară frecvenței rețelei poate fi redusă dacă, în loc de a comanda perioadele de conducție grupat, ca în figura 6.21.a, ele se repartizează pe cât posibil mai uniform în perioada de eșantionare. Repartiția optimă se obține dacă se precizează frecvența medie de repetiție a semiperioadelor de conducție  $f$  prin generarea unor impulsuri de referință cu această frecvență și se realizează comanda amorțării contactorului în semiperioada imediat următoare apariției unui impuls de referință. În acest caz, raportul mediu de conducție se definește prin expresia

$$K_m = \frac{f_r}{2f} \quad (6.54)$$

și, prin reglarea continuă a mărimii  $f_r < 2f$ ,  $K_m$  poate căpăta orice valoare între 0 și 1, astfel că puterea poate fi reglată în mod continuu (vezi figura 6.21.b).

### 6.3.2. Variatoare monofazice cu reglaj de fază

Forma cea mai simplă a variatorului monofazic o reprezintă un contactor bidirecțional complet comandat, ca în figura 6.20.a, b sau c, conectat în serie între sursă și sarcină ca în figura 6.22.a.

Contactorul bidirecțional poate fi considerat ca un ansamblu de două redresoare monofazice, unul pozitiv și altul negativ (vezi figura 6.22.a),

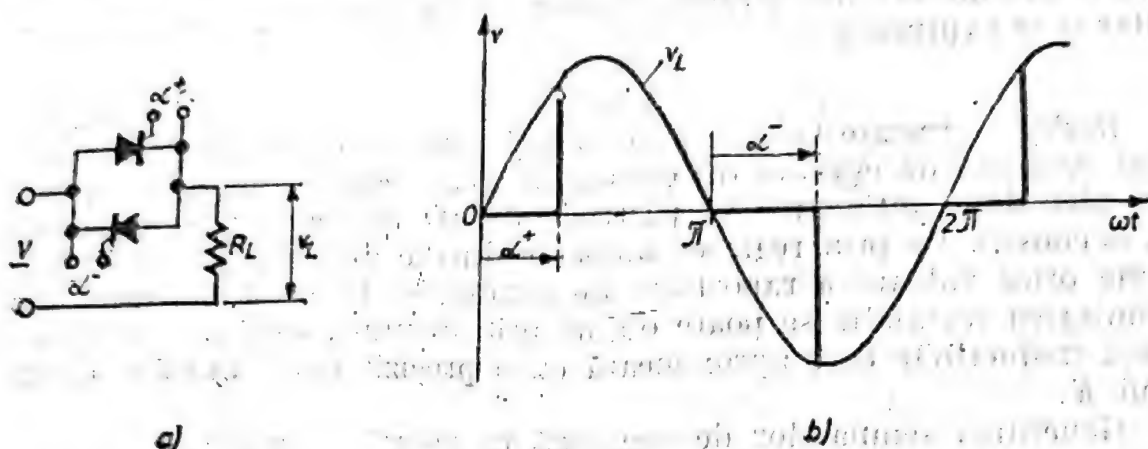


Fig. 6.22. Variator de putere monofazic, cu reglaj de fază și sarcină rezistivă: (a) schema de referință; (b) forma de undă a tensiunii pe sarcină.

debitind în paral pe aceeași sarcină. În funcție de valorile unghiurilor de comandă  $\alpha^+$  și  $\alpha^-$ , componenta medie poate avea un sens sau altul (vezi figura 6.22.b). Anularea componentei medii se obține, evident, pentru  $\alpha^+ = \alpha^- = \alpha$ , condiție considerată ca necesară la toate variatoarele de putere în rețele de curent alternativ.

Schema de referință și forma de undă a tensiunii pe sarcină rezistivă sint arătate în figura 6.22. Valoarea efectivă a tensiunii se exprimă, pentru unghiuri de comandă egale, prin

$$V_{L(RMS)} = \left[ \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t) \right]^{1/2} = \frac{V}{\sqrt{2}} \left[ \frac{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha}{\pi} \right]^{1/2} \quad (6.55)$$

Factorul de putere este dat de expresia

$$\lambda = \left[ \frac{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha}{\pi} \right]^{1/2} \quad (6.56)$$

iar puterea absorbită în sarcină este exprimată, în raport cu puterea maximă, prin

$$P(\alpha) = P(0)\lambda^2. \quad (6.57)$$

Forma de undă a tensiunii nu conține decât componenta de frecvență rețelei și multiplele impare ale acesteia. Dependența amplitudinii citorva



componente armonice și a factorului  $\lambda$  în funcție de unghiul de comandă  $\alpha$  este arătată în figura 6.23.

Dacă sarcina are caracter inductiv ( $Z_L = R_L + j\omega L_L$ ,  $\text{tg } \psi_L = \omega L_L / R_L$ ) pentru  $\alpha > \psi_L$  curentul se anulează la o fază  $\beta > \pi$  iar valoarea efectivă a acestuia se exprimă prin

$$I_{(RMS)} = \frac{V}{\sqrt{2}|Z_L|} \left[ \frac{\beta - \alpha}{\pi} - \frac{\sin(\beta - \alpha)}{\pi \cos \psi_L} \cos(\alpha + \beta + \psi_L) \right]^{1/2} =$$

$$= \frac{V}{\sqrt{2}|Z_L|} \mu(\alpha, \beta, \psi_L).$$

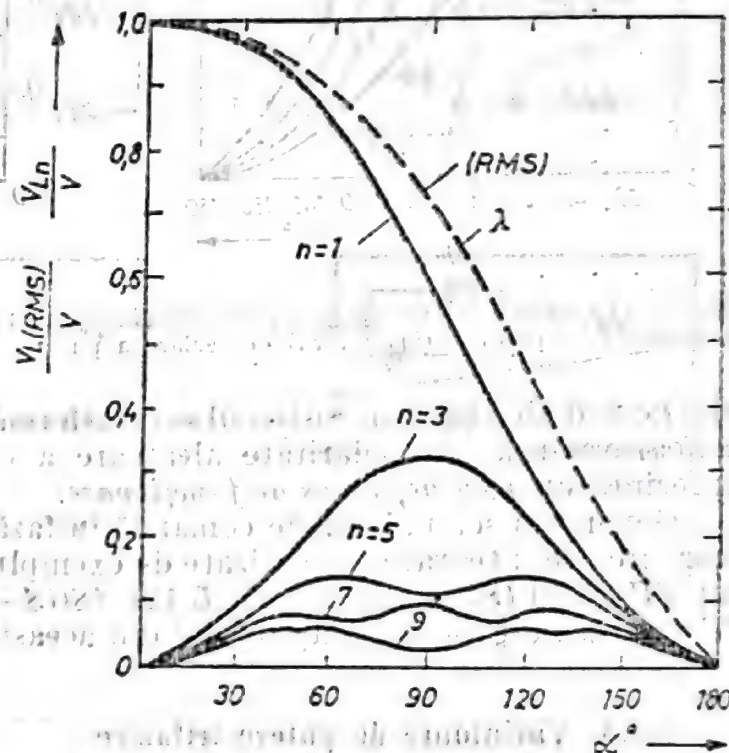


Fig. 6.23. Dependența amplitudinii primelor componente armonice și a factorului de putere de unghiul de comandă  $\alpha$ , la variatorul monofazic cu sarcină rezistivă.

Factorul de putere este

$$\lambda = \mu \cos \psi_L \quad (6.59)$$

Pentru  $\alpha \leq \psi_L$ , ar rezulta că  $\beta > \alpha + \pi$ , ceea ce indică o continuitate a condiției curentului de sarcină, care devine sinusoidal iar amplitudinea sa este maximă și independentă de  $\alpha$ , egală cu  $V/|Z_L|$ , iar  $\mu = 1$ .

Deci, puterea nu poate fi reglată decît în domeniul de unghiuri de comandă  $\psi_L < \alpha \leq \pi$  iar dependența acestuia de  $\alpha$  este exprimată implicit prin  $\mu$ :

$$P(\alpha) = P(\psi_L) \mu^2 \quad (6.60)$$

Dependența factorului de putere de unghiul de comandă este reprezentată în figura 6.24.a iar a factorului de reglaj  $\mu^2$ , în figura 6.24.b.

Comanda tiristoarelor trebuie realizată cu impulsuri de durată suficient de lungă, de regulă pînă la sfîrșitul semiperioadei în care trebuie să

opereze deoarece, dacă impulsurile de comandă sînt scurte iar  $\alpha < \psi_L$ , primul tiristor care este amorsat își prelungește conducția și după dispariția impulsului de comandă pentru sensul opus, ceea ce împiedică amorsarea

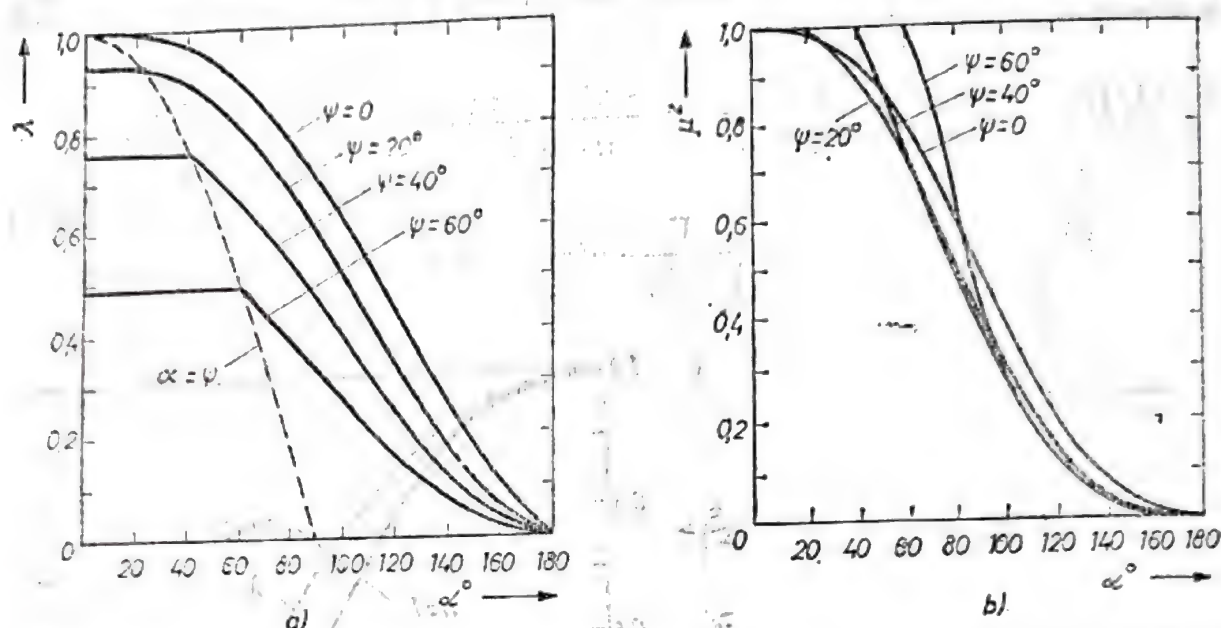


Fig. 6.24. Caracteristici de reglaj la variatorul de putere monofazic cu sarcină complexă: (a) factorul de putere; (b) factorul de reglare a puterii, în funcție de unghiul de comandă

celui de-al doilea tiristor. Sistemul se transformă într-un redresor monofazic, monoalternanță, cu polaritate aleatoare a componentei medii, ceea ce reprezintă un mod defectuos de funcționare.

Generarea semnalelor de comandă în fază se poate obține cu ajutorul unor circuite integrate specializate de exemplu  $\beta AA 145$  (IPRS-Băneasa) sau TCA 780 (Siemens), L 120, L 121 (SGS-ATES), TEA 1007 (AEG-Telefunken), etc. — vezi capitolul 8 din această carte. [9]

### 6.3.3. Variatoare de putere trifazice

Pentru a regla puterea într-o sarcină trifazică sînt necesare 3 contactoare monofazice care pot fi conectate în diferite moduri.

În figura 6.25 sînt ilustrate conexiunile tipice. Schemele (a) și (b) sînt realizate cu contactoare bidirecționale complet comandate iar (c) și (d) cu contactoare unidirecționale cu conducție inversă, conectate în serie cu sarcina. Schemele (a) și (c), diferă de (b) și (d) prin modul de conexiune a sarcinii. Schemele (e) și (f) sînt echivalente cu cîte 3 variatoare monofazice, alimentînd fiecare din cele 3 impedanțe de sarcină de la tensiunile dintre faze și nul, respectiv de la tensiunile dintre faze. Schemele (g) și (h) realizează conectarea în stea a sarcinii prin cîte un triunghi de contactoare, bidirecționale în (g), respectiv unidirecționale cu blocare inversă în (h).

Toate conexiunile ilustrate în figura 6.25 pot fi folosite atît la reglarea prin număr de perioade de conducție cît și la reglarea prin fază.

Cele mai des folosite sînt conexiunile (a)...(d), pentru care se va examina mai detaliat funcționarea cu reglaj de fază.



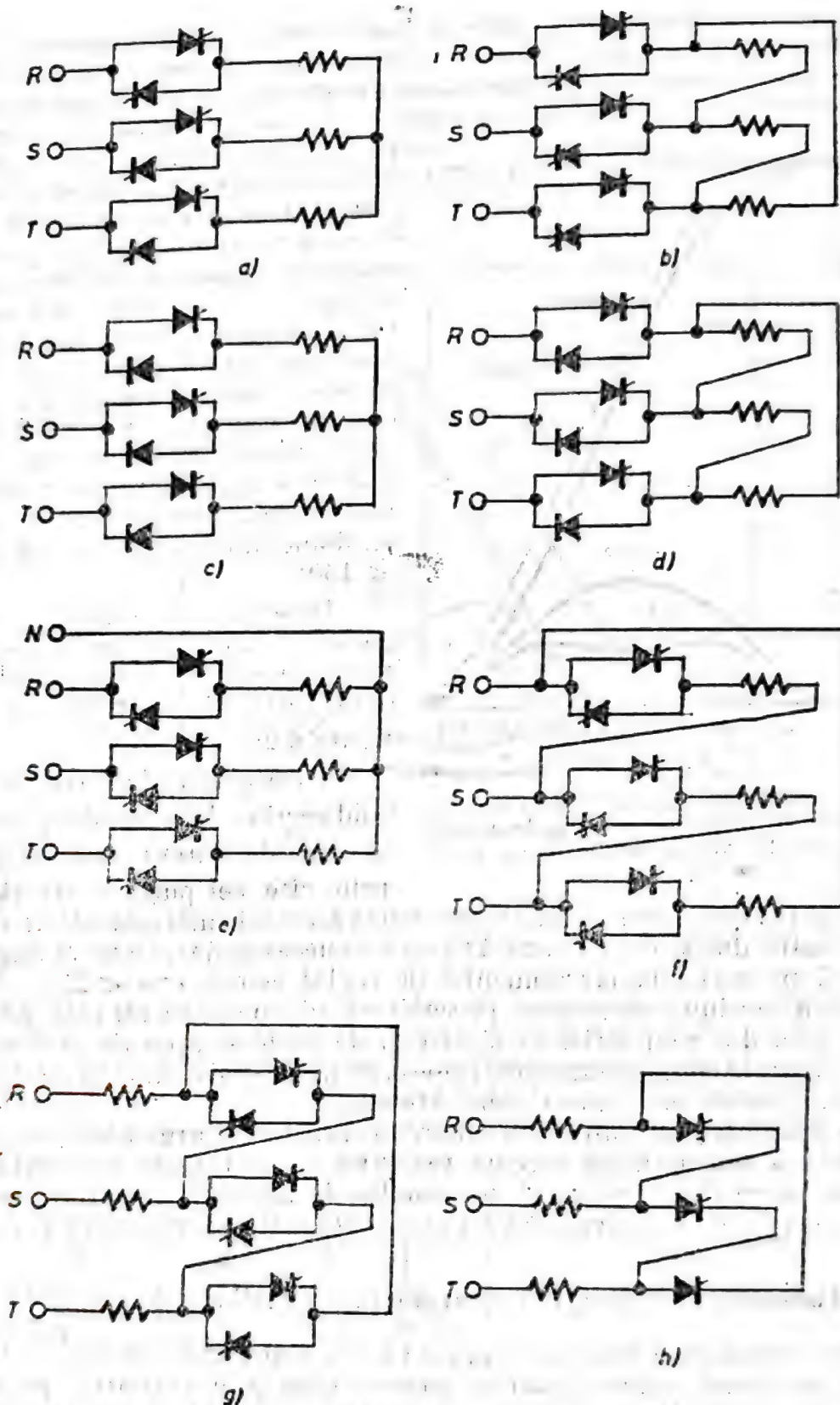


Fig. 6.25, Circuite tipice de variator de putere trifazic: (a) contactoare complet comandate, conectate în linie cu sarcina în stea și (b) cu sarcina în triunghi; (c) contactoare semicomandate cu sarcina în stea și (d) cu sarcina în triunghi; (e) contactoare complet comandate în linie, sarcina în stea cu conductor neutru activ; (f) contactoare complet comandate conectate în laturile triunghiului sarcinii; (g) cu triunghi de contactoare complet comandate în nodul sarcinii; (h) cu triunghi de contactoare cu blocare inversă în nodul sarcinii.

La variatorul cu contactoare bidirecționale, curentul poate circula dacă cel puțin două tiristoare sînt în stare de conducție, adică dacă sînt în polarizare directă și au primit semnale de comandă. De aici decurge că fiecare tiristor trebuie să fie comandat cu cite o pereche de impulsuri

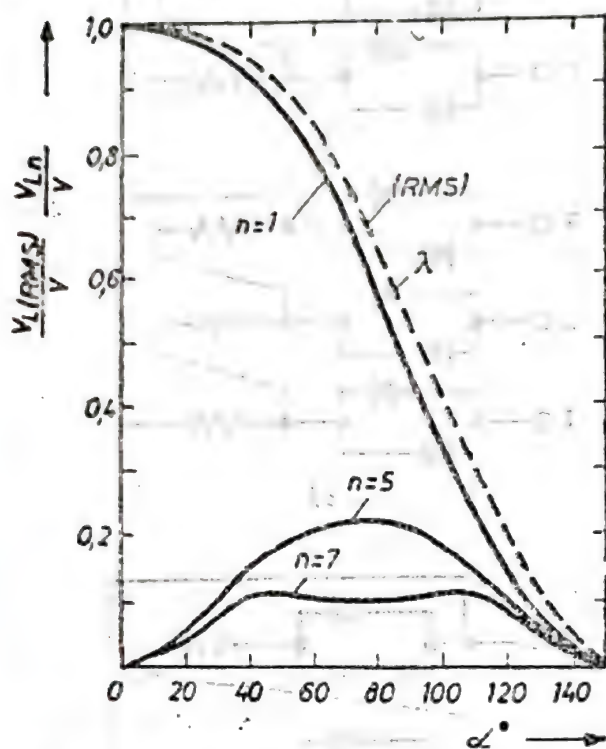


Fig. 6.26. Amplitudinile primelor armonice și factorul de putere în funcție de unghiul de comandă, la variatorul din figura 6.25.a.

pe perioadă, defazate între ele cu  $60^\circ$ : primul, cu întârzierea  $\alpha$  în raport cu trecerea prin zero în sens direct a tensiunii fazei respective, asigură reglajul puterii iar al doilea asigură calea de închidere a curentului atunci cînd un alt tiristor este comandat. Rezultă deci, că fiecare tiristor nu poate fi comandat cu impulsul principal decît atîta vreme cît tensiunea fazei sale este mai mare decît oricare din celelalte două, ceea ce arată că domeniul de reglaj este  $0 < \beta \leq 150^\circ$ .

Dependențele amplitudinii primelor componente armonice și a valorii efective a tensiunii pe sarcină rezistivă sînt ilustrate în figura 6.26.

La variatorul cu contactoare unidirecționale în conducție inversă calea de curent este asigurată prin cite cel puțin o diodă atîta

vreme cît tiristorul comandat are tensiunea fazei sale mai mare decît vreuna din celelalte două, ceea ce arată că nu este necesar decît cite un impuls de comandă pe perioadă iar domeniul de reglaj este  $0 < \alpha < 210^\circ$ . Forma de undă a tensiunii pe sarcină în semiperioada pozitivă nu mai este asemenea celei din semiperioada negativă, de unde și apariția armonicilor pare. Singurele componente care lipsesc, ca în orice sistem trifazic simetric, sînt armonica a treia și multiplele acesteia.

Dependențele amplitudinii cîtorva componente armonice și a valorii efective ale tensiunii pe sarcină rezistivă sînt ilustrate în figura 6.27.

Din punctul de vedere al domeniului de reglaj și al puterii maxime conexiunea (g) este echivalentă cu (a) iar (h) este echivalentă cu (c).

#### 6.3.4. Contactoare statice de curent alternativ (AC static switches)

Mentținerea pe o durată nelimitată a stării de conducție sau de blocare a unui contactor bidirecțional se poate obține prin aplicarea pe ambele canale de comandă a unui semnal continuu (comandă menținută sau, pentru reducerea pierderilor în circuitele de poartă ale tiristoarelor, a unui tren de impulsuri de frecvență relativ ridicată (10...20 kHz), cu durata corespunzătoare celei de menținere în conducție a contactorului. Se urmărește compatibilizarea contactoarelor statice cu cele electromagnetice, pentru asigurarea posibilității de înlocuire a celor din urmă fără alte modificări în schema de comandă.



Comanda contactoarelor se poate face manual sau prin semnal electric. Pentru comanda manuală se utilizează de obicei butoane cu revenire. Circuitul electric asociat acestora trebuie să asigure ca după fiecare schimbare de stare, aceasta să se automențină până la apariția comenzii pentru starea opusă. Un exemplu de realizare a contactorului acționat cu buton dublu de comandă la distanță este arătat în figura 6.28. Pornirea se face apăsând butonul  $P$ , injectându-se astfel în poarta triacului curentul de

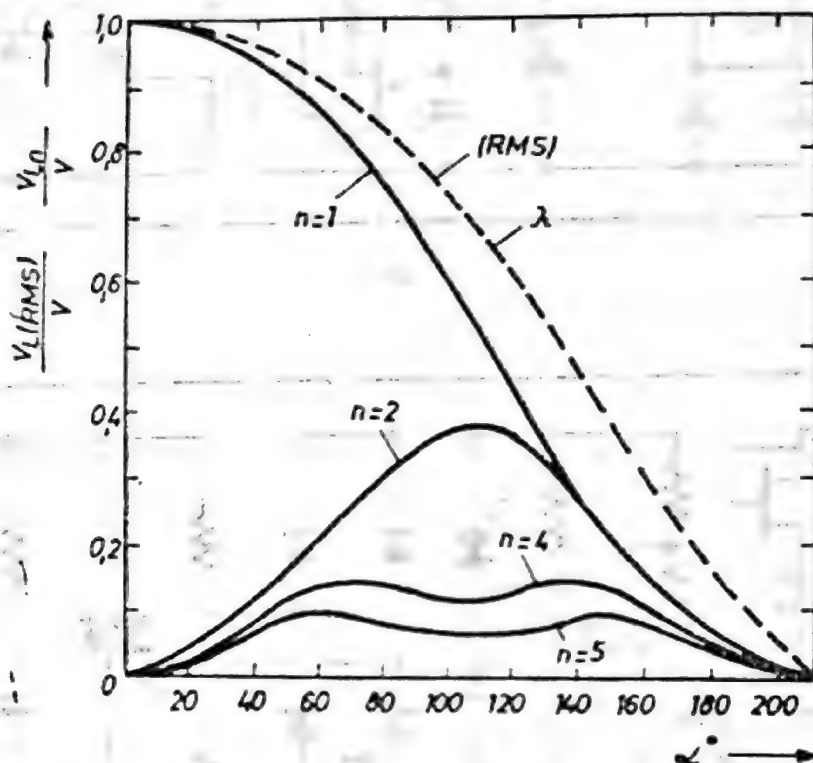


Fig. 6.27. Amplitudinile primelor armonice și factorul de putere în funcție de unghiul de comandă, la variatorul din figura 6.25.c.

amorsare prin rezistența de limitare  $R$ . Starea de conducție este menținută prin circuitul  $R_1 - L_1$ , care realizează un defazaj între curentul de poartă și tensiunea între terminalele  $E1$  și  $E2$ , astfel că la fiecare trecere prin zero a acesteia să existe un curent de poartă suficient pentru reamorsarea triacului în noul sens de conducție. Trecerea contactorului în starea „deconectat” se face prin întreruperea circuitului de alimentare a porții, apă

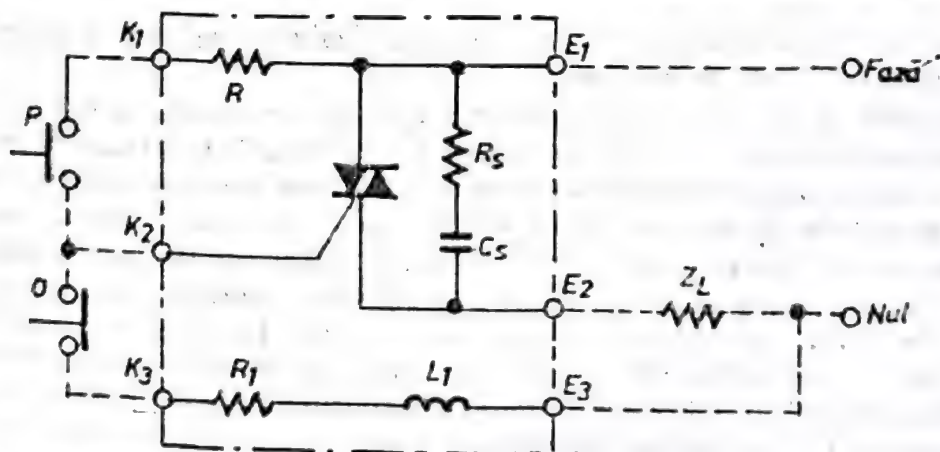


Fig. 6.28. Contactor static de curent alternativ cu comandă manuală.

sind butonul *O*. Anularea curentului în consumatorul  $Z_L$ , anulează și tensiunea dintre  $E_2$  și  $E_3$  astfel că prin revenirea butonului *O*, circuitul de poartă nu mai este alimentat.

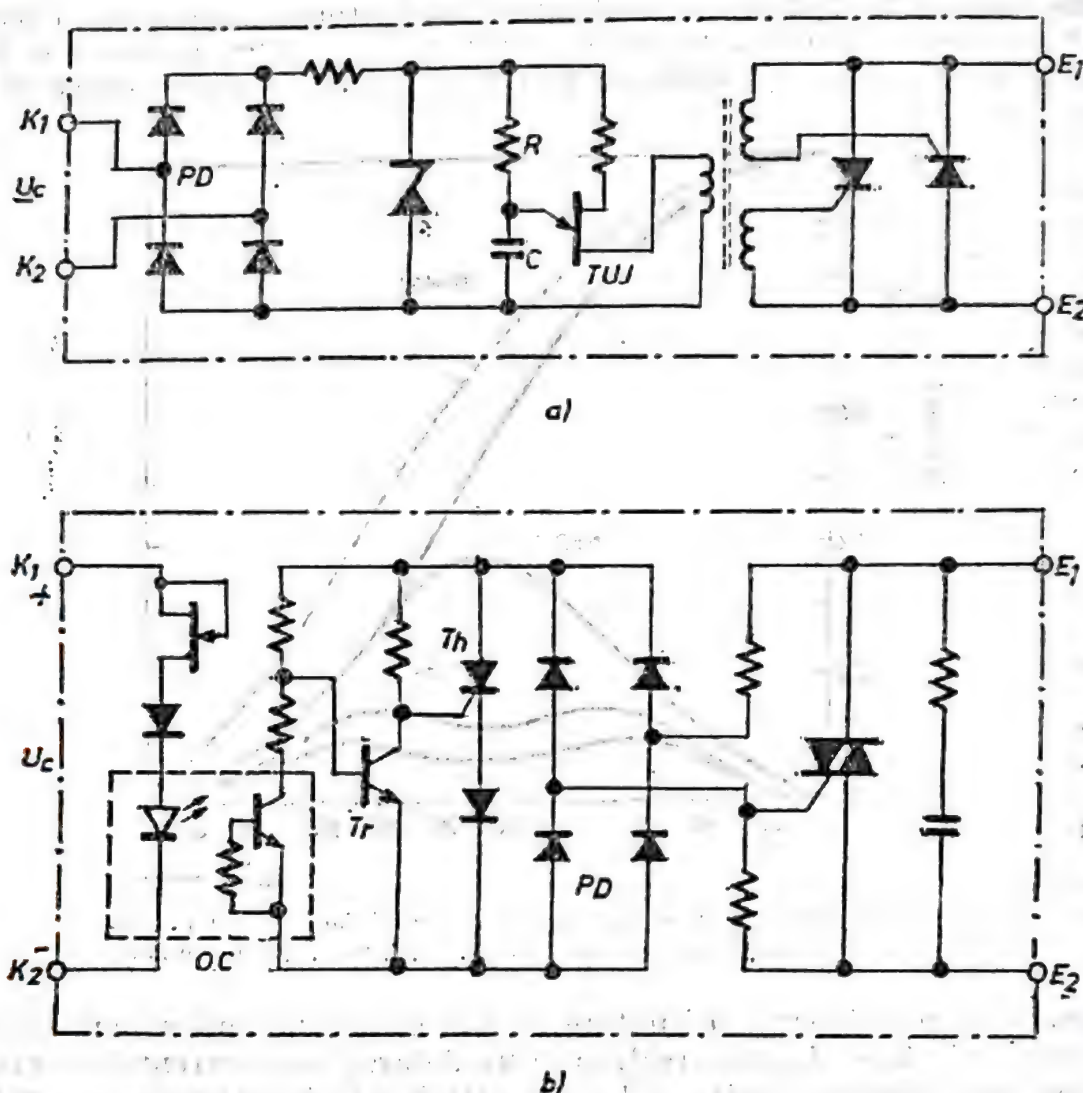


Fig. 6.29. Scheme de contactor static de curent alternativ cu comandă electrică : (a) Cu izolare prin transformator ; (b) Cu izolare prin optocuplor și conectare la trecerea prin zero a tensiunii.

Comanda prin semnal electric necesită izolarea galvanică dintre circuitul de comandă și cel de putere.

În figura 6.29, sint ilustrate exemple de realizare a contactoarelor cu comandă electrică și cu izolare prin transformator (a) sau prin optocuplor (b). Circuitul (a) folosește comanda prin tren de impulsuri de frecvență ridicată generate de un oscilator de relaxare cu tranzistor unijuncțiune, pentru a reduce dimensiunile transformatorului de izolare. Circuitul (b) permite în plus comanda sincronă a triacului, pentru reducerea perturbațiilor electromagnetice generate de contactor. În lipsa semnalului de la optocuplor, tranzistorul  $T$  intră în conducție după fiecare trecere prin zero a tensiunii rețelei, din momentul în care tensiunea de ieșire a punții  $PD$  depășește cca. 1 V, astfel că intrarea în conducție a tiristorului auxiliar  $Th$  nu este posibilă. Dacă semnalul de comandă apare prin optocuplor după ce tensiunea la ieșirea punții  $PD$  a depășit cca. 5 V, tranzistorul nu mai



poate fi blocat în timpul semiperioadei respective. În semiperioada următoare, el este la început blocat, ceea ce permite, când tensiunea ajunge la 4...5 V, să se amorseze tiristorul auxiliar și deci triacul principal. Contactorul rămâne în conducție cit timp există semnalul de comandă  $V_c$ . Contact-

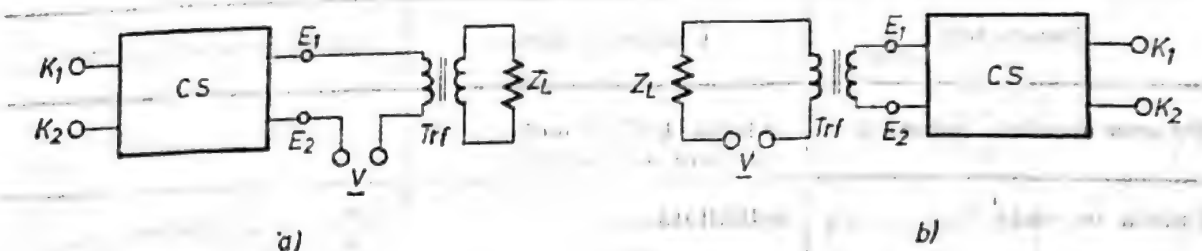


Fig. 6.30. Contactoare statice cuplate prin transformator : (a) conexiune pentru separarea sarcinii ; (b) conexiune pentru separarea contactorului static.

toarele statice se realizează de obicei sub formă de module încapsulate cu masă plastică, având accesibile doar terminalele de comandă  $K$  și cele energetice  $E$ . În figurile 6.28 și 6.29, părțile incluse în modul au fost încadrate în chenar.

Dacă este necesar să se comute curenți mari sub tensiuni reduse, căderea de tensiune pe contactoarele electronice în conducție (de regulă 1...2 V pe dispozitiv) poate fi comparabilă cu tensiunea pe sarcină, ceea ce conduce la o reducere inacceptabilă a randamentului. În acest caz se poate utiliza un transformator de adaptare în circuitul de putere, ca în figur-6.30. În varianta (a), transformatorul trebuie dimensionat pentru puterea nominală a ansamblului. În varianta (b), secundarul transformatorului se află fie în gol când contactorul static este în starea „deconectat”, fie în scurtcircuit, când contactorul static este în conducție. Prin alegerea corespunzătoare a raportului de transformare, se poate obține ca tensiunea reflectată în primar în starea de conducție să fie mult mai mică decât tensiunea pe sarcină.

Alegerea contactorului static în locul celui electromagnet la proiectarea unei instalații noi sau înlocuirea unui tip prin celălalt la modernizarea unei instalații existente va trebui să țină seama de multiple considerente tehnice și economice. Compararea principalelor caracteristici ale celor două tipuri de contactoare, la tensiuni nominale joase ( $V_N \leq 1000$  V), este rezumată în tabelul 6.3.

Neajunsurile principale ale contactoarelor statice sînt izolarea imperfectă a sarcinii în starea „deconectat” din cauza curentului rezidual și puterea disipată mare în starea „conectat” din cauza căderii de tensiune directe.

Dacă prin specificul exploatării durata medie de lucru în starea deconectat este mult mai mare decât în starea conectat, se poate folosi un întrerupător mecanic (separator) în serie cu contactorul static pentru a elimina curentul rezidual iar dacă durata medie a stării conectat este cea mai lungă se poate folosi un contactor electromagnet în paralel pe cel static, pentru a reduce căderea de tensiune în conducție. În aceste cazuri, comenzile pe cele două tipuri de contactoare se aplică secvențial astfel ca funcția de conectare și deconectare a curentului să fie îndeplinită de contactorul static în scopul reducerii perturbațiilor și al eliminării

Tabelul 6.3

Caracteristicile principale ale contactoarelor statice și electromagnetice pentru tensiuni nominale până la 1000 V.

Parametrul	Contactator static	Contactator electromagnetic
Puterea maximă comutată	$\approx 1000$ kW monofazic (2 tiristoare antiparalele)	$\approx 150$ kW pe contact
Durata de viață	nelimitată	$10^7$ comutări (bobina) $10^6$ comutări (piese de contact)
Curentul rezidual (în starea „deconectat”)	1...10 mA	practic nul
Căderea de tensiune (în starea „conectat”)	1...2 V	$< 10$ mV
Întârzierea comutării față de semnalul de comandă	— la conectare, 1...5 $\mu$ s — la deconectare, maximum 1/2 perioadă	— la conectare 10...100 ms — la deconectare 5...50 ms
Comportarea la conectare	— momentul conectării poate fi sincronizat cu trecerea prin zero a tensiunii. — perturbații electromagnetice reduse.	— momentul conectării aleator. — posibil salt de curent. — perturbații electromagnetice la conectare.
Comportarea la deconectare	— deconectarea naturală la trecerea prin zero a curentului (fără producerea arcului electric).	— deconectare prin arc. — uzura pieselor de contact. — perturbații electromagnetice la deconectare.
Cerințe de întreținere	— fără întreținere, la puteri sub 50 kW. — întreținerea sistemului de răcire forțată la puteri mai mari.	— curățirea și schimbarea pieselor de contact (la cca. $10^6$ conectări)
Costul	— mai scump (cu tendințe de ieftinire)	— mai ieftin

arcului, contactoarele electromagnetice (sau mecanice) fiind acționate în gol, pentru a prelua doar funcția auxiliară de reducere a pierderilor.

#### 6.4. Contactoare statice și variatoare de putere cu comutație forțată [4, 7, 8]

Comutarea forțată a tiristorului are loc dacă, în timp ce se află în stare de conducție, se conectează pe electrozii principali o sursă de tensiune de polarizare inversă, capabilă să debiteze un curent instantaneu mai mare decât curentul direct inițial și să mențină tiristorul în polarizare



inversă un timp cel puțin egal cu timpul  $t_q$ , de recuperare a capacității de a susține tensiune directă în blocare.

**Observație.** În cele ce urmează, pînă la sfîrșitul acestui capitol, se vor considera doar circuite de aplicații realizate cu tiristoare convenționale (cu comanda unilaterală) care nu permit comutarea inversă cu semnal de comandă pe poartă, examinîndu-se atît cerințele circuitului de putere propriu-zis cît și ale circuitului auxiliar de stingere forțată. Dacă la realizarea echipamentelor respective se folosesc tiristoare cu stingere pe poartă (gate turn-off thyristors, sau prescurtat GTO), circuitele auxiliare de stingere nu mai sînt necesare.

De regulă, sursa de energie pentru comutare este un element de acumulare reactiv (condensator) iar conectarea acesteia se face prin comandarea unui tiristor auxiliar. Schema tipică pentru contactorul electronic cu comutație forțată este arătată în figura 6.31.

Încărcarea inițială a condensatorului de comutație  $C$  se poate face fie prin rezistența  $R_1$  fie, în cazul cînd o astfel de conexiune nu e posibilă, printr-o comandă preliminară pe  $Tha$ , prin circuitul de sarcină. După aceasta, prin comanda de intrare în conducție a tiristorului principal se reîncarcă condensatorul cu polaritate inversă printr-un proces rezonant cu durata unei jumătăți din perioada proprie a circuitului  $L_1, C$ . Comanda de blocare a tiristorului principal se face prin amorsarea celui auxiliar,  $Tha$ , care aplică inițial tensiunea condensatorului ca o polarizare inversă pe  $Th$  după care se reia procesul de inversare rezonantă a polarității tensiunii pe condensator, prin  $D_2$  și  $L_2$ . Durata de polarizare inversă  $t_r$  depinde de perioada proprie a circuitului  $L_2$  și  $C$  și de valoarea anterioară a curentului direct prin  $Th$ .

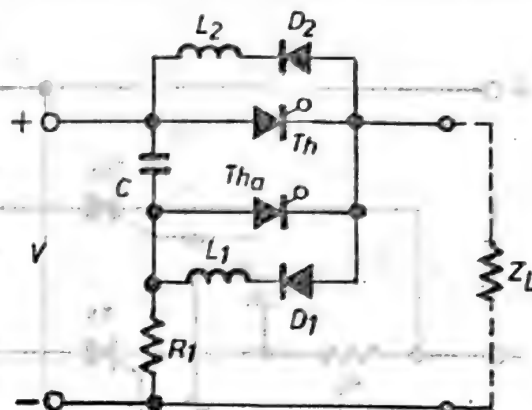


Fig. 6.31. Schema contactorului static de curent continuu.

#### 6.4.1. Contactoare statice de curent continuu (DC static switches)

Structura tipică din figura 6.31 necesită două canale de comandă, acces la ambele terminale ale sursei (pentru rezistența  $R_1$ ) și conectarea cu polaritate strict precizată a sursei. Din aceste cauze nu se pot realiza contactoare statice de c.c. care să poată înlocui direct contactoarele electromagnetice. Contactoarele statice se realizează de obicei pentru comandă manuală. Un exemplu este arătat în figura 6.32. Dioda  $D_0$  asigură conducția liberă în cazul sarcinii cu caracter inductiv. Inductanța  $L$  are rolul de a limita viteza de creștere a curentului prin tiristoare la amorsarea acestora. Încărcarea condensatorului de comutație se face prin rezistența  $R_1$  la anclanșarea (amorsarea  $Th$ ), respectiv prin sarcină, la declanșare. În ipoteza sarcinii pur rezistive ( $Z_L = R_L$ ) și neglijînd rolul inductanței  $L$ , valoarea condensatorului se determină prin relația

$$C = \frac{(1,3 \dots 1,5)t_q}{R_{Lm} \ln_2} \quad (6.61)$$

în care  $R_{Lm}$  este valoarea minimă a rezistenței de sarcină care mai asigură blocarea fermă a tiristorului principal. Factorul numeric de la numărător este un factor de siguranță. Circuitul  $R$ , și  $D$ , realizează funcția de declanșare automată la supracurent.

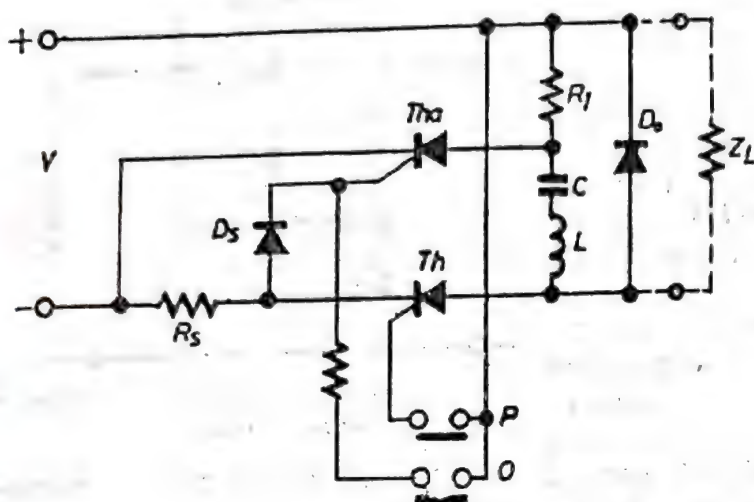


Fig. 6.32. Contactor static de curent continuu cu comandă manuală.

#### 6.4.2. Variatoare de putere cu comutație forțată (DC-to-DC converters sau choppers)

Prin folosirea unui contactor electronic comutat periodic și a unor elemente de acumulare se poate obține reglarea tensiunii continue respectiv a puterii furnizate sarcinii. Variația raportului de conducție

$$K = \frac{T_c}{T} \quad (6.62)$$

(în care  $T_c$  este durata de conducție iar  $T_d$  este durata de blocare a contactorului, astfel că perioada de repetiție  $T = T_c + T_d$ ) poate fi obținută în diferite moduri:

- reglarea duratei de conducție ( $T = \text{const.}$ ,  $T_c$  variabil)
- reglarea perioadei de repetiție cu  $T_c = \text{const.}$
- reglarea perioadei de repetiție cu  $T_d = \text{const.}$
- $T$ ,  $T_c$  și  $T_d$  variabile.

Ultima modalitate se realizează de obicei prin reglaj bipozițional în buclă de reacție, astfel încît comutarea în conducție să fie determinată de scăderea curentului (sau tensiunii) sub pragul inferior iar comutarea în blocare de creșterea aceluiași mărimi peste pragul superior, praguri impuse prin schema de comandă.

Duratele de conducție, respectiv de blocare nu pot fi reduse oricît de mult; este necesar ca ele să acopere timpul de încărcare a condensatorului de comutație și timpul de revenire al tiristorului. Aceste limite trebuie de asemenea să fie asigurate de schemele de comandă.



În figura 6.33 sînt ilustrate cîteva variante de contactor electronic ce pot fi folosite în realizarea variatoarelor. Varianta (a) permite doar reglarea perioadei de repetiție deoarece durata de conducție este dată de perioada proprie a circuitului de comutație  $L, C$ . Structurile (b) și (c)

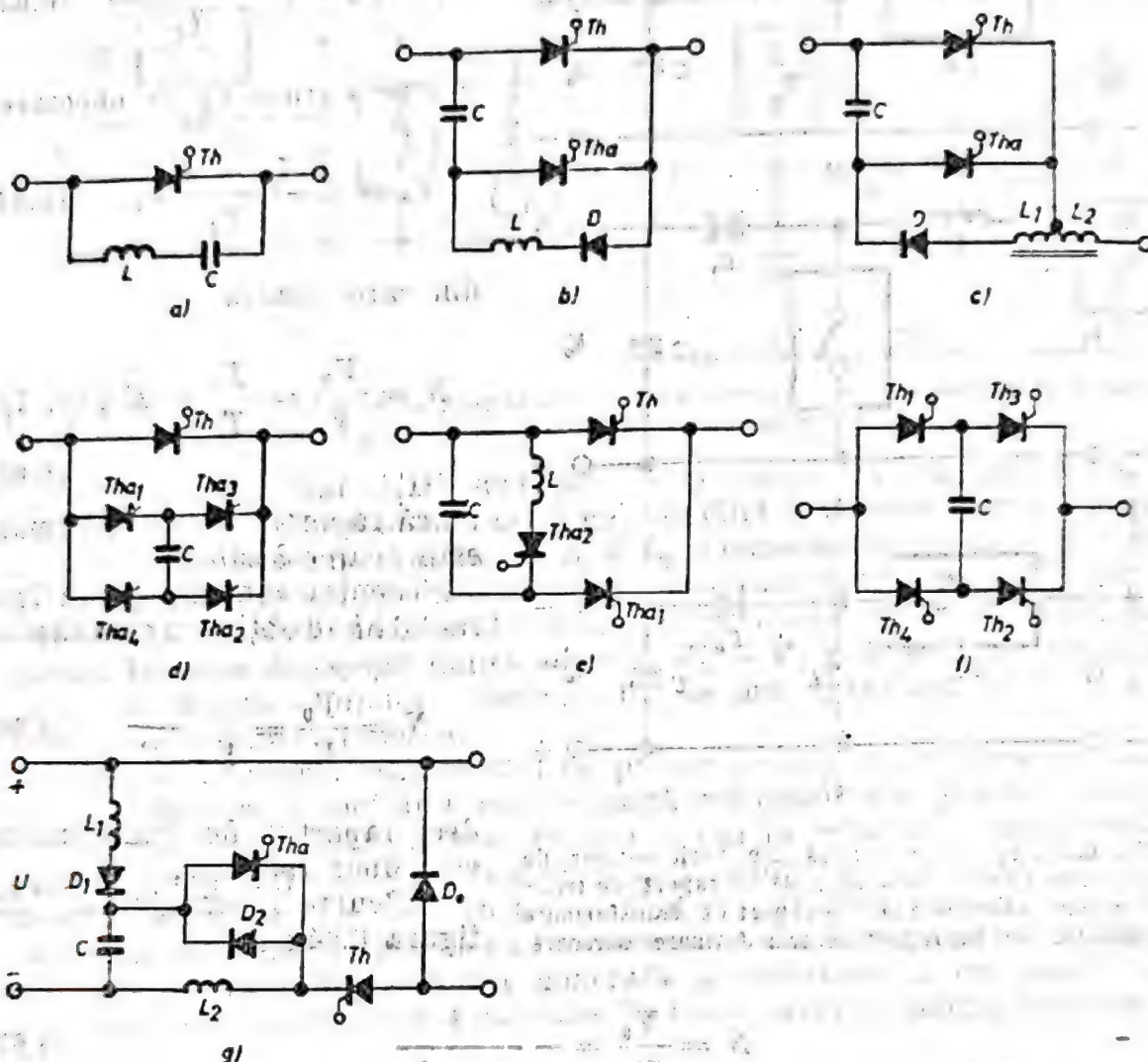


Fig. 6.33. Circuite tipice pentru variatoare de putere cu comutație forțată.

sînt variante simplificate ale schemei 6.31. Variantele (d) și (f) permit încărcarea condensatorului cu ambele polarități fără circuit rezonant. În varianta (e) reîncărcarea condensatorului cu polaritatea necesară comutării se face prin comanda tiristorului suplimentar  $Tha_2$ . În varianta (g) tensiunea de stingere se conectează în serie cu tiristorul, ca rezultat al descărcării rezonante a condensatorului prin bobina  $L_2$ , la comanda aplicată pe  $Tha$ .

Refacerea tensiunii continue pe sarcină se realizează de regulă printr-o bobină de netezire a curentului și — eventual — printr-un condensator în paralel pe sarcină, iar pentru asigurarea continuității curentului în bobină este necesară o diodă de conducție liberă. În figura 6.34 sînt prezentate modalitățile de conectare ale celor 3 elemente. Contactorul electronic poate fi oricare din variantele a—f și este simbolizat prin blocul CE. Bobina se dimensionează astfel încît să asigure continuitatea curentului, ale cărui pulsații e de dorit să fie mici față de valoarea medie.

Raportul de transformare a tensiunii  $N = V_0/V_i$  se definește pentru conexiunea din figura 6.34.a astfel : pe durata de conectare  $T_c$ ,

$$V_i - V_0 = L \frac{I_M - I_m}{T_c} \quad (6.63)$$

iar pe durata de deconectare

$$V_0 = L \frac{I_M - I_m}{T_d}, \quad (6.64)$$

din care rezultă

$$N = \frac{V_0}{V_i} = \frac{T_c}{T} = K \in (0, 1) \quad (6.65)$$

adică raportul de transformare este doar *coborîtor*.

Pentru conexiunea din figura 6.34.b se obține în mod similar

$$N = \frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 - K} \quad (6.66)$$

deci raportul de transformare este doar *ridicător*.

Pentru conexiunea din figura 6.34.c

$$N = \frac{V_0}{V_i} = - \frac{1}{1 - K} \quad (6.67)$$

Fig. 6.34. Schemele de bază ale variatoarelor de putere de curent continuu : (a) Cu raport de transformare coborîtor ; (b) Cu raport de transformare ridicător ; (c) Cu raport de transformare oarecare.

adică se obține un raport *oarecare* și inversarea polarității. În figura 6.35 este arătată o variantă a conexiunii din figura 6.34.c, care asigură atât izolarea galvanică între circuitul de intrare și cel de ieșire cât și alterarea raportului de transformare dat de (6.67) prin multiplicarea acestuia cu

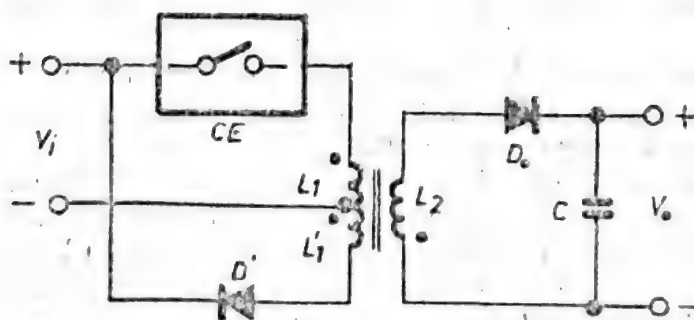


Fig. 6.35. Variator de putere de curent continuu, cu izolarea galvanică a sarcinii și cu protecție la supratensiune.



cadranul II sau IV este necesar ca sarcina să conțină și o sursă, respectiv raportul  $n$  al numărului de spire ale înfășurărilor  $L_2$  și  $L_1$ , considerând un cuplaj strins între ele:

$$N' = Nn \quad (6.68)$$

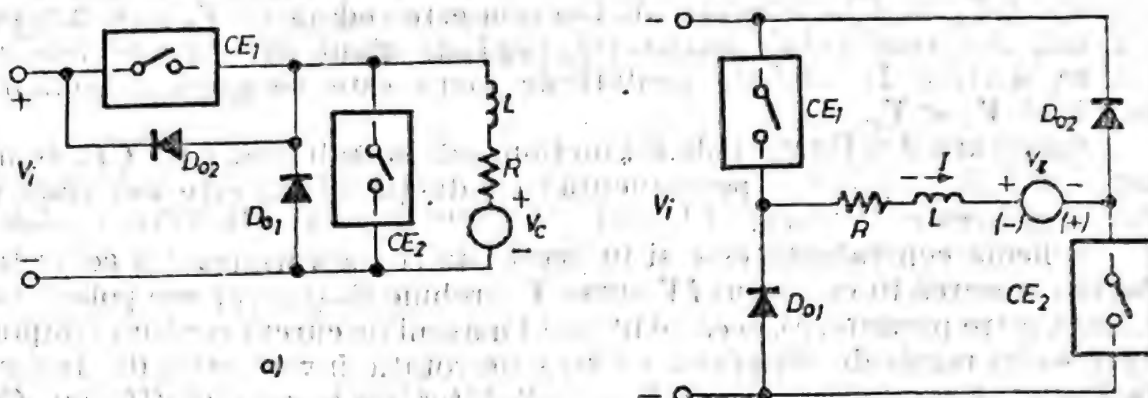


Fig. 6.36. Variatoare de putere cu funcționare în două cadrane: (a) cu funcționare în cadranele I și II; (b) cu funcționare în cadranele I și IV.

Circuitul auxiliar  $L'_1 D'$  servește ca protecție la supratensiune, în cazurile când variatorul ar rămâne în gol sau când  $K$  devine foarte apropiat de unitate.  $L'_1$  este cuplat strins cu  $L_1$  și  $L_2$  și conectat astfel încât în intervalele  $T_o$  dioda  $D'$  este polarizată invers cu suma dintre  $V_i$  și  $V'_L$ , iar în intervalele  $T_d$  (când conduce  $D$ ), cu diferența dintre  $V_i$  și  $V'_L$ . Când tensiunea de ieșire depășește limita admisă,  $V'_L - V_i > 0$  și  $D'$  se deschide, astfel că energia cîmpului magnetic nu se mai transferă în  $C$ , ci este restituită sursei de alimentare.

În cazul folosirii variatorului de putere pentru acționarea mașinilor electrice de curent continuu este necesară realizarea mai multor funcții: antrenarea mașinii într-un sens de rotație sau în celălalt (funcționare în cadranele I și III) sau frinarea electrică, cu recuperarea energiei (funcționare în cadranele II și IV). În figura 6.36 sînt arătate exemple de realizare a variatoarelor de putere cu funcționare în două cadrane iar în figura 6.37 este reprezentată schema generală a variatorului cu posibilitate de a funcționa în toate cele 4 cadrane. În toate cazurile pentru trecerea în

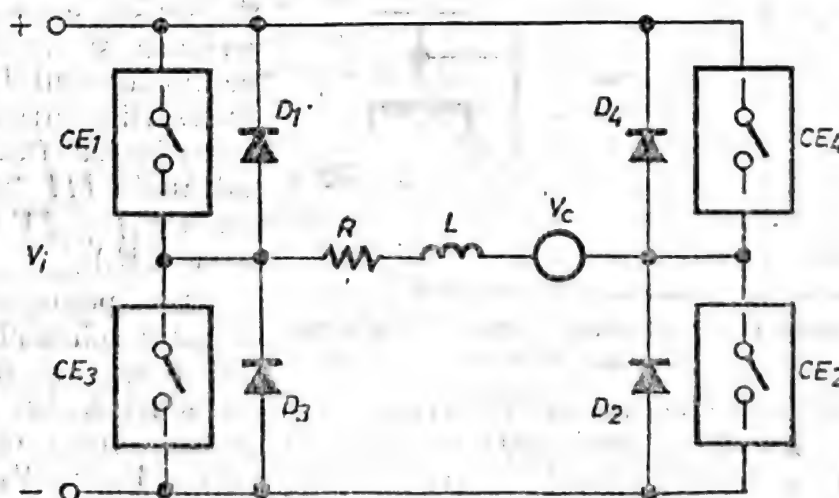


Fig. 6.37. Variator de putere cu funcționare în 4 cadrane în punte completă.

cadranul II și IV este necesar ca sarcina să conțină și o sursă, respectiv tensiunea disponibilă la bornele rotorice atunci când mașina este frinată electric sau când este acționată cu energie mecanică.

Structura din figura 6.36.a poate funcționa în cadranul I când se comută periodic  $CE_1$  iar  $CE_2$  este mereu blocat, ca un variator coborîtor de tensiune (figura 6.34.a). Pentru trecerea în cadranul II se comută periodic  $CE_2$  iar  $CE_1$  este blocat. Energia este cedată de  $V_c$  prin inversarea sensului curentului, variatorul fiind de tipul ridicător de tensiune (figura 6.34.b). În ambele moduri de lucru este necesară îndeplinirea condiției  $V_c < V_r$ .

Structura din figura 6.36.b funcționează în cadranul I cu  $CE_1$  comutat și  $CE_2$  în conducție permanentă; conducția liberă este asigurată de  $D_{01}$  iar  $D_{02}$  este inactivă.

Schema echivalentă este și în acest caz cea a variatorului coborîtor. Pentru trecerea în cadranul IV sursa  $V$  trebuie să-și inverseze polaritatea (notată între paranteze), ceea ce în cazul mașinii de curent continuu implică trecerea în regim de generator cu sens de rotație invers celui din regimul de motor. Comutarea periodică se aplică tot contactorului  $CE_1$  iar  $CE_2$  este menținut în blocare,  $D_{02}$  este în conducție permanentă iar  $D_{01}$  preia conducția curentului spre sursă  $V_c$ . Funcționarea este posibilă dacă  $|V_c| < V_r$ . Circuitul poate funcționa și cu comutarea sincronă a celor două contactoare. Când contactoarele se află în conducție, pe sarcină se aplică tensiunea  $V$  cu sensul convenit ca pozitiv, iar când contactoarele sînt blocate, atîta vreme cît curentul  $I$  există, intră în conducție cele două diode și pe sarcină se aplică tensiunea  $-V_r$ . Pentru  $0 < K < 0,5$ , fluxul puterii medii este orientat dinspre  $V_c$  către  $V_r$  (cadranul IV), iar pentru  $0,5 < K < 1$  funcționarea trece în cadranul I.

Puntea completă din figura 6.37 permite realizarea tuturor regimurilor discutate anterior și deci funcționarea în toate cele 4 cadrane. O funcționare similară poate fi realizată și cu circuitul simplificat din figura 6.38, care însă necesită două surse de alimentare. De obicei  $V_{a1} =$

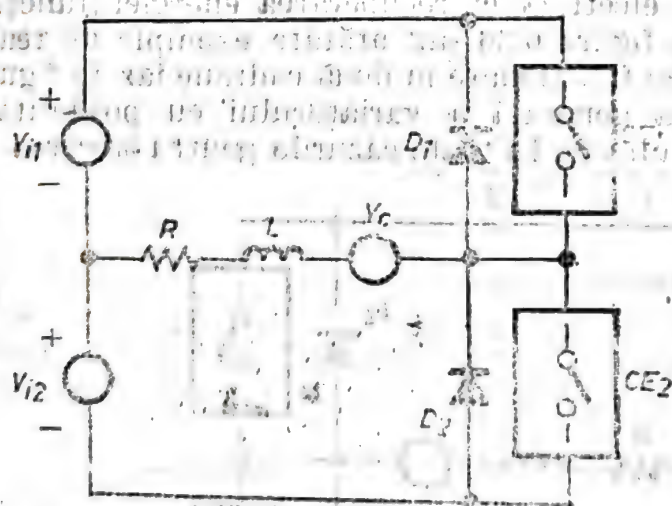


Fig. 6.38. Variator în 4 cadrane, alimentat cu două surse.

nind în regim de comutare sincronă, ca și în schema din figura 6.38, care este echivalentă aceluiași regim de comutare (prin schimbarea de stare a contactorului comutat se comută și sursele  $V_{a1}$  cu  $V_{a2}$  și invers), apare o vehiculare periodică de energie între sursele de intrare  $V_r$  și inductanța de acumulare, respectiv sursa de tensiune contraelectromotoare  $V_c$ .

Se poate constata că, în cazul schemelor din figurile 6.36.a și 6.37 funcțio-



În consecință, sistemele care funcționează în mai multe cadrane, trebuie să fie alimentate de surse care să permită această vehiculare de energie și de asemenea, să permită schimbarea sensului componentei medii a curentului. Dacă alimentarea se face de la rețea printr-un convertor neautonom, acesta trebuie să fie un convertor în 4 cadrane iar ieșirea sa să fie șuntată cu un condensator de valoare suficientă pentru a prelua variațiile periodice ale curentului, impuse de funcționarea variatoarelor de putere.

#### 6.5. Invertoare cu comutație forțată (*forced commutated inverters*) [4,6,8]

Prin comutarea sincronă și în contratimp (deci cu  $K = 0,5$ ) a contactoarelor din schemele 6.37 sau 6.38, componenta medie a curentului din sarcină se anulează și această primește putere doar prin componentele alternative. Sistemul devine în acest caz un *invertor autonom*, cu precizarea că în circuitul de sarcină lipsește sursa  $V_c$  și că secvența comutărilor cuprinde periodic toate cele 4 contactoare din figura 6.37 sau cele două contactoare din figura 6.38.

Invertoarele autonome pot fi alimentate de la surse de energie de tensiune constantă sau de curent constant. Sursa de alimentare poate fi echivalată fie cu o sursă de tensiune constantă, dacă impedanța internă a acesteia, evaluată la frecvența comutărilor, este mult mai mică decât impedanța sarcinii, fie cu o sursă de curent constant, dacă are impedanță internă mult mai mare decât cea a sarcinii.

Pentru identificarea celor două moduri de alimentare, se folosesc de obicei expresiile uzuale „alimentare în tensiune”, respectiv „alimentare în curent”. Sursa de tensiune constantă este cea mai uzuală și pentru a reduce valoarea impedanței interne a surselor reale, ieșirea acestora este de regulă șuntată cu un condensator. În baza acestor considerații cele două surse de tensiune din figura 6.38 pot fi înlocuite printr-un divizor de tensiune capacitiv constituit din două condensatoare, întreg ansamblul putînd fi alimentat de la o singură sursă. Sursa de curent constant se realizează prin inserierea, între sursa reală și invertor, a unei bobine cu inductanța suficient de mare pentru a asigura netezirea curentului.

Dacă impedanța de sarcină are un caracter complex, diagonală sarcinii trebuie compatibilizată cu modul de alimentare a punții adică în cazul alimentării în tensiune sarcina trebuie să cuprindă un inductor în serie pentru a putea accepta saltul de tensiune rezultat din comutare iar în cazul alimentării în curent, este necesar un condensator în paralel pe sarcină. Invertorul cu alimentare în tensiune va fi deci realizat din contactoare cu conducție inversă pentru a permite vehicularea energiei reactive a sarcinii în condensatorul de ieșire al sursei, pe cînd la invertorul cu alimentare în curent, diodele antiparalel din figurile 6.37 și 6.38 nu sînt necesare, în schimb contactoarele trebuie să poată susține în stare blocată atât tensiune directă cît și inversă.

Variantele în punte completă permit atât comutarea sincronă ( $CE_1$  și  $CE_2$  conectate, simultan cu  $CE_3$  și  $CE_4$  deconectate și reciproc), cît și comutarea asincronă, sau decalată, cînd sînt posibile toate combinațiile de stare cu excepția celor care conectează sursa de tensiune în scurtcircuit

sau a celor care lasă sursa de curent în gol. Forma de undă a tensiunii (sau curentului) pe sarcină poate avea unul din aspectele arătate în figura 6.39.

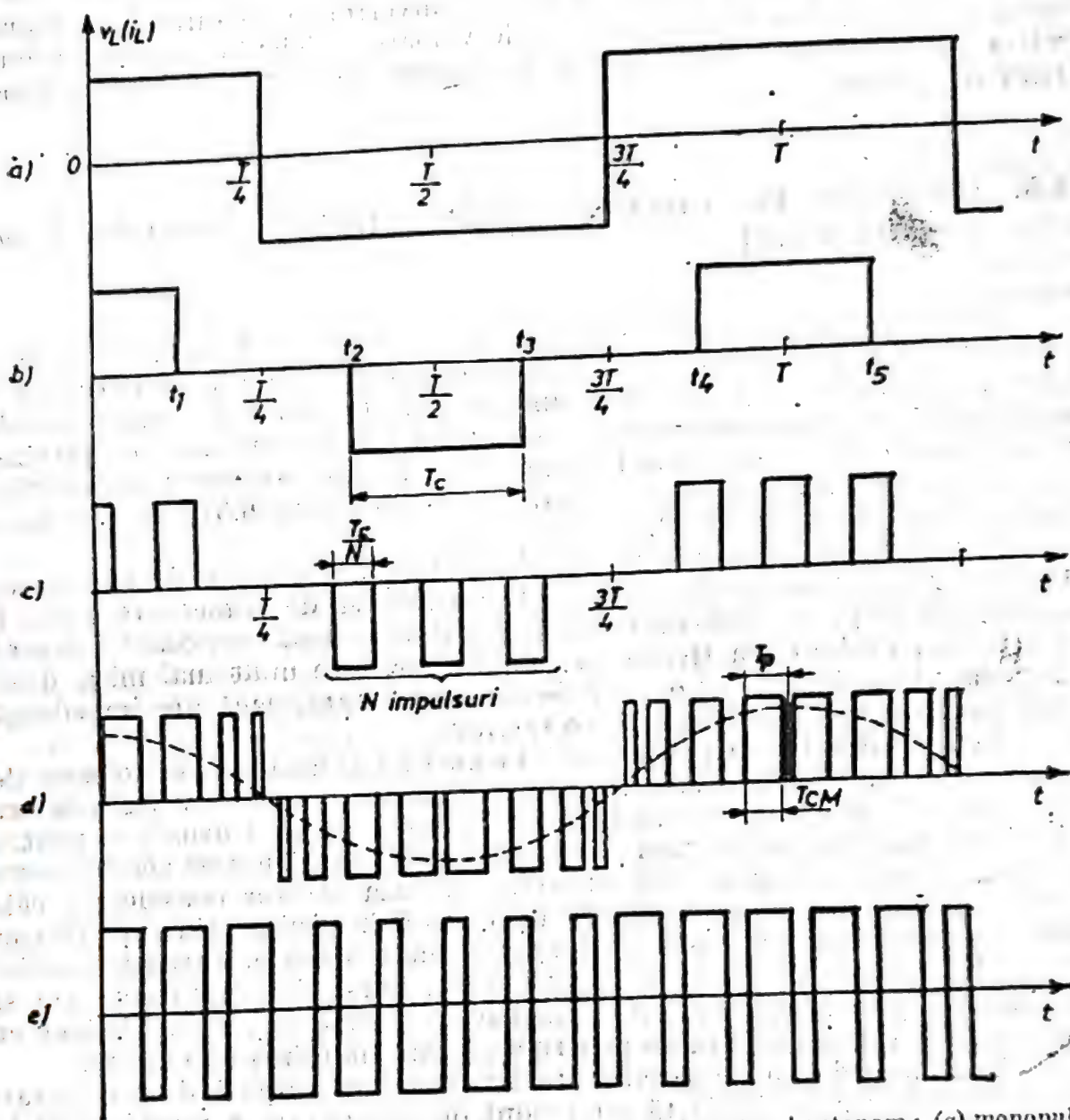


Fig. 6.39. Formele de undă ale tensiunii (sau curentului) la inverterul autonom: (a) monopuls, comutare sincronă; (b) monopuls, comutare decalată; (c) multipuls, unipolar; (d) modulație de durată sinusoidală, unipolar; (e) multipuls, bipolar.

Forma (a) reprezintă modul de comutare elementar, comutarea *sincronă*, o singură dată pe perioadă. Comutarea *asincronă* — forma (b) — permite reglarea puterii în sarcină prin reglarea duratei impulsului, raportată la perioadă. Prin despicarea impulsului în mai multe segmente unipolare, a căror durată poate fi de asemenea reglată, se obține funcționarea *multipuls*, cu reglare prin modulație de durată cu undă dreptunghiulară — forma (c). Comutarea multipuls poate fi modulată cu undă sinusoidală (pulse-width modulation, prescurtat **PWM**) — forma (d), care permite și o filtrare a componentelor armonice apropiate de fundamentală, realizând deci și funcția de filtru activ de putere. Forma (e) ilustrează *variante*



bipolară a comutării multipuls, exemplificată ca o modulație cu undă dreptunghiulară. Este posibil, evident, și modularea cu undă sinusoidală în comutare bipolară.

Structura armonică a formei (b) este reprezentată în figura 6.40, în funcție de raportul de conducție  $K = 2T_c/T$ .

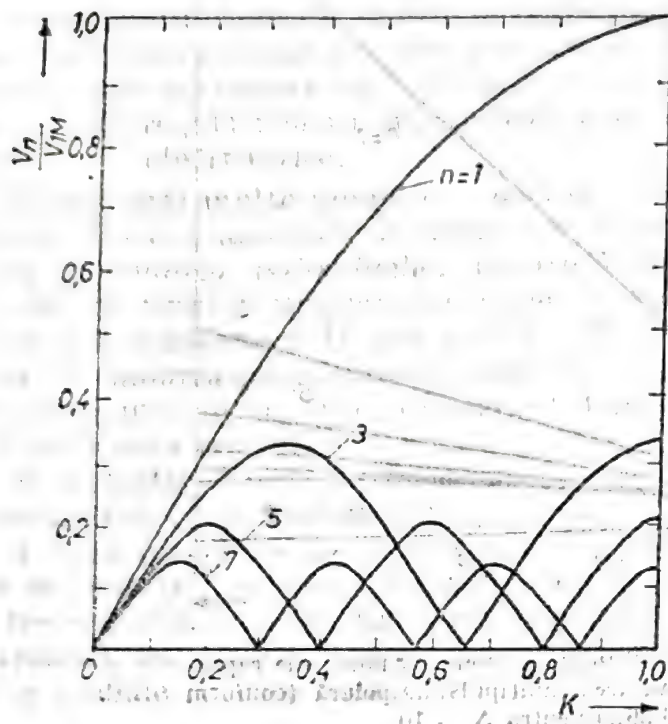


Fig. 6.40. Dependenta amplitudinii primelor armonice în funcție de raportul de conducție  $K$ , la comutarea monopuls, decalată (conform figurii 6.39.b).

Dacă prin filtrare se reține pe sarcină doar componenta fundamentală, atunci dependența acesteia de raportul de conducție reprezintă și caracteristica de reglaj:

$$\frac{V_1}{V_{1M}} = \cos \left[ \frac{\pi}{2} (1 - K) \right] \quad (6.69)$$

Pe sarcină rezistivă toate componentele generează putere activă și caracteristica de reglaj în putere este liniară

$$\frac{P}{P_M} = K \quad (6.70)$$

În cazul modulației unipolare cu undă dreptunghiulară — forma (c) — amplitudinile armonice sunt exprimate prin relația

$$\frac{V_n}{V_{1M}} = \frac{2}{n} \sin \frac{n\pi K}{2N} \left\{ \sum_{j=1}^{N/2} \sin \frac{jn\pi}{2N} (2j - 1) \right\} \quad (6.71)$$

ilustrată în figura 6.41 pentru  $N = 10$ . Se observă îmbunătățirea liniarității caracteristicii de reglaj ( $n = 1$ ) și absența maximelor pentru celelalte componente armonice.

În figura 6.42 este ilustrat un exemplu de dependență a amplitudinii primelor componente armonice de valoarea maximă a raportului de conducție  $K_M$  în cazul modulației unipolare cu undă sinusoidală — forma (d) — caracterizată prin

$$K = K_M \cos \omega_0 t,$$

$$K_M = \frac{T_{cM}}{T_p} \quad (6.72)$$

Prin acest mod de comutare, se pot elimina complet un număr cu atât mai mare de componente armonice apropiate de fundamentală, cu cât numărul de impulsuri  $N$  este mai mare, ceea ce facilitează filtrarea

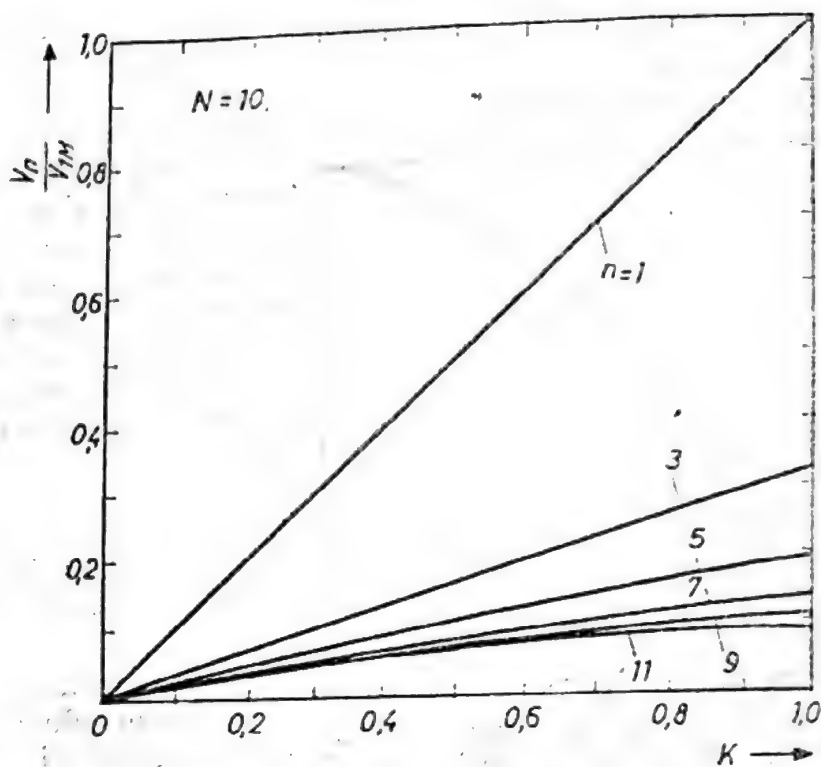


Fig. 6.41. Dependența amplitudinii primelor armonice de raportul de conducție  $K$ , la comutarea multipuls unipolară (conform figurii 6.39.c) pentru  $N = 10$ .

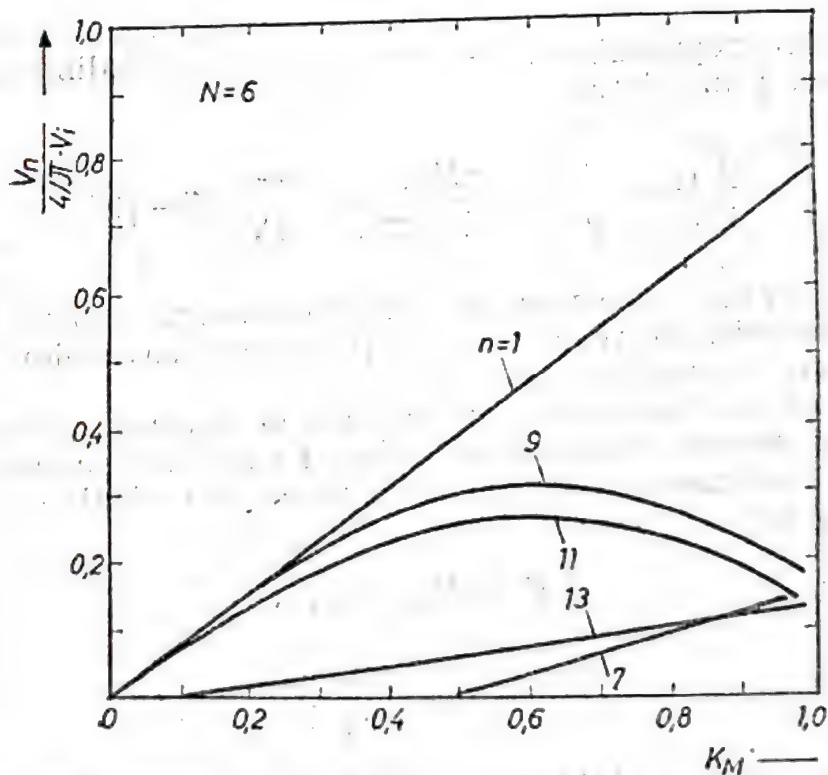


Fig. 6.42. Dependența amplitudinii primelor armonice de amplitudinea unei modulații  $K_M$ , la modulația de durată sinusoidală unipolară (conform figurii 6.39.d).



ulterioară a formei de undă. Metodele de comutare multipuls, în special modulația sinusoidală de durată, au o aplicare restrinsă la un număr  $N$  relativ mic (maximum 6—8) din cauza timpului de revenire apreciabil ( $> 20 \mu s$ ) al tiristoarelor de putere din fabricația curentă.

Schema din figura 6.37 este în realitate o punte bifazică și prin adăugarea unor ramuri suplimentare se poate, prin extindere, realiza un inverter polifazic cu oricâte faze. Singurele invertoare polifazice utilizate în practică, de regulă pentru alimentarea mașinilor electrice de curent alternativ, sînt cele trifazice.

Există mai multe modalități de realizare a comutării forțate a tiristoarelor din contactoarele inverterului. Cele mai utilizate variante sînt:

- *Comutarea individuală*; fiecare ramură cuprinde un contactor complet, cu tiristor auxiliar și condensator de comutare. Poate fi folosită oricare din schemele 6.31 sau 6.33.b...f.

- *Comutarea complementară, sau cuplată*; tiristoarele din două ramuri care se comută în contratimp servesc, fiecare, drept tiristor auxiliar de stingere pentru celălalt.

- *Comutare globală*; se folosește un singur circuit auxiliar care comută în blocare toate tiristoarele principale ale schemei, la sfîrșitul fiecărui tact.

- *Comutare prin sarcină*; dacă circuitul de sarcină are caracter rezonant, se poate obține comutarea printr-un decalaj convenabil între momentele trecerii prin zero ale tensiunii, respectiv curentului de sarcină și cele ale aplicării impulsurilor de comandă, astfel încît să se aplice pe tiristoarele ce trebuie blocate polarizarea inversă necesară comutării.

#### 6.5.1. Invertoare cu alimentare în curent (*current-fed inverters*)

Structura cea mai simplă de inverter cu alimentare în curent este cea în semipunte cu divizor inductiv. Schema de bază este arătată în figura 6.43.a iar formele de undă semnificative în figura 6.43.b. Cele două

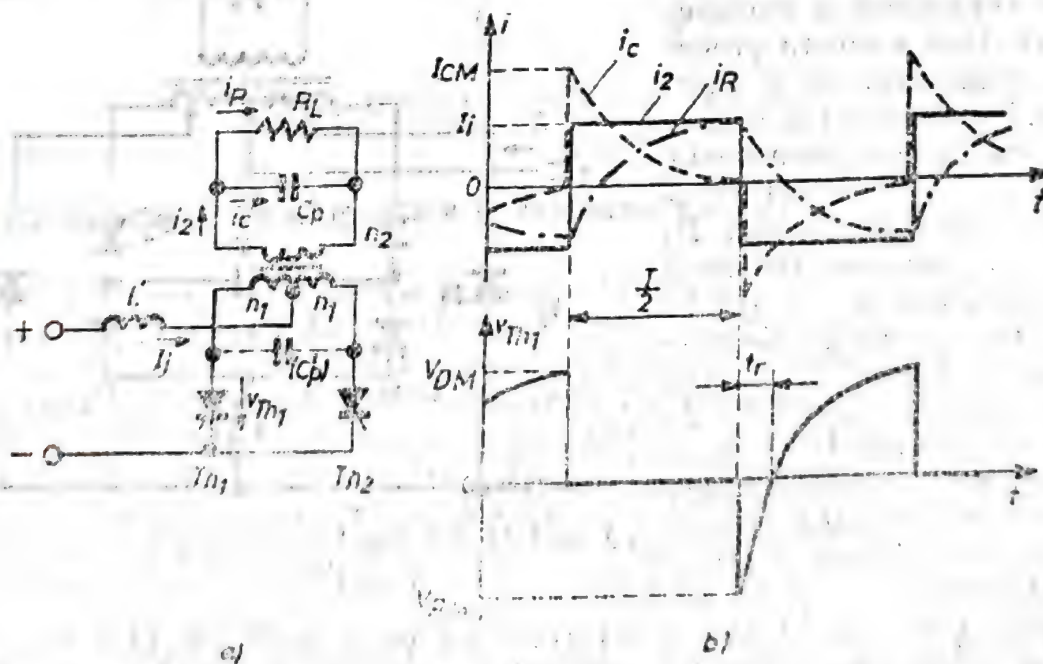


Fig. 6.43. Inverter cu alimentare în curent: (a) schema de bază; (b) formele de undă ale curenților (sus) și ale tensiunii pe unul din tiristoare (jos).

înfășurări primare ale transformatorului țin locul celorlalte două laturi de contactoare ale punții complete deoarece, neadmițind salt de flux magnetic, curentul de intrare  $I_i$  este comutat dintr-o înfășurare primară în cealaltă, inversînd polaritatea curentului în secundar, sincron cu comutarea conducerii de la  $Th_1$  la  $Th_2$ . Condensatorul de comutație poate fi conectat nemijlocit în paralel cu sarcina ( $C_p$ ) sau între anozii tiristoarelor ( $C'$ ), corespondența fiind

$$C_p = \left( \frac{2 n_1}{n_2} \right)^2 C' \quad (6.73)$$

Comutarea este de tip complementar, amorsarea fiecărui tiristor determină stingerea celuilalt.

Dimensionarea condensatorului de comutație are în vedere asigurarea timpului de polarizare inversă  $t_r$ , astfel ca

$$t_r = (1,3 \dots 1,5) t_a \quad (6.74)$$

Considerînd transformatorul ideal și  $n_1 = n_2$ , durata  $t_r$  rezultă din formele de undă din figura 6.43.b

$$t_r = \frac{T}{4} \left[ 1 + 4 \frac{R_L C_p}{T} \ln \frac{1}{\operatorname{ch} \left( \frac{T}{4 R_L C_p} \right)} \right] \quad (6.75)$$

Se alege valoarea de capacitate corespunzînd valorii minime admisebile pentru rezistența de sarcină  $R_L$ , la care trebuie încă să fie satisfăcută condiția 6.74.

Dacă sarcina are caracter inductiv, se pot institui căi de vehiculare a energiei reactive, fără a afecta procesul de comutare, ca în figura 6.44. Din momentul în care tensiunea dintre priza mediană și cea de conectare a uneia din diodele  $D_1$  sau  $D_2$  depășește valoarea tensiunii de alimentare  $V_i$ , dioda în cauză trece în conducție și se injectează în sursă un curent de sens invers celui mediu  $I_i$ . Diodele opționale  $D'_1$  și  $D'_2$  au menirea de a împiedica descărcarea condensatorului prin înfășurarea primară a transformatorului.

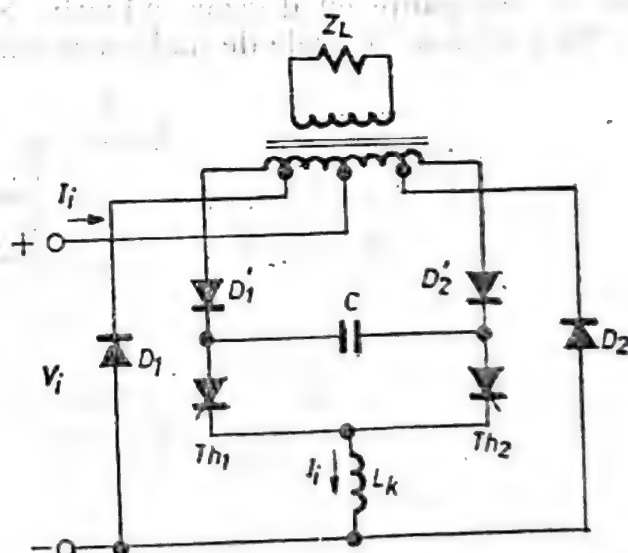


Fig. 6.44. Schemă îmbunătățită a inverterului din figura 6.43.

Prin înlocuirea transformatorului cu priză mediană prin o a doua ramură se obține puntea bifazică din figura 6.45 și prin adăugarea celei de-a treia ramuri, puntea trifazică din figura 6.46. Dacă și la aceste scheme



se folosesc diodele de separație, numărul condensatoarelor de comutație se dublează.

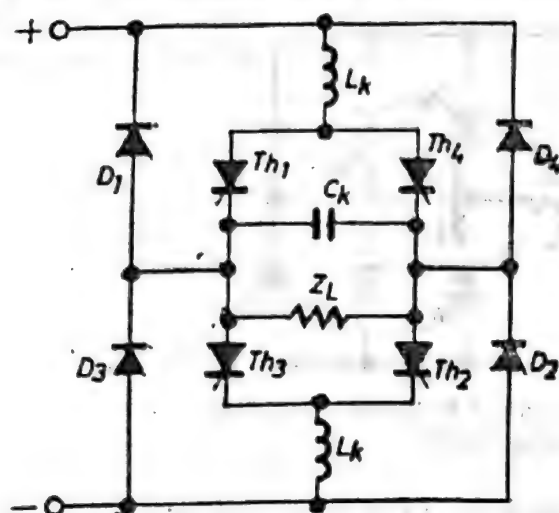


Fig. 6.45. Invertor bifazic în punte completă, cu alimentare în curent.

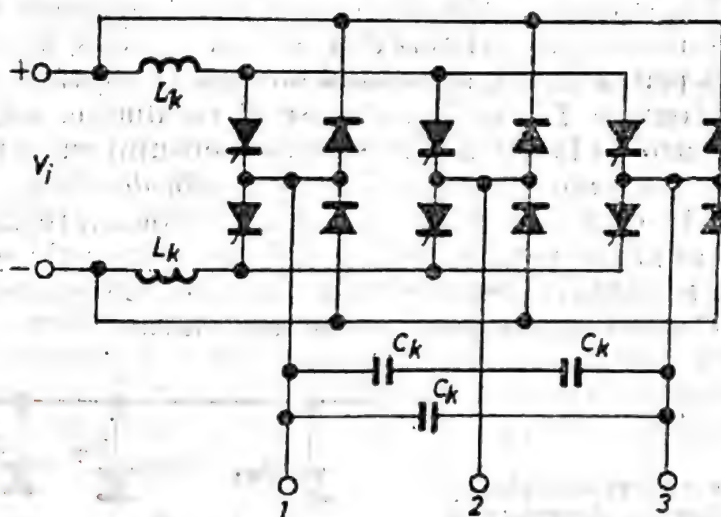


Fig. 6.46. Invertor trifazic cu alimentare în curent.

### 3.5.2. Invertoare cu alimentare în tensiune (voltage-fed inverters)

Un exemplu de invertor în punte bifazică, cu stingere cuplată, este arătat în figura 6.47. În intervalul dintre două comutări, când două tiristoare din laturi opuse se află în conducție (de exemplu  $Th_1$  și  $Th_2$ ), sarcina este conectată la sursă, condensatoarele  $C_1$  și  $C_2$  sunt descărcate,  $C_3$  și  $C_4$  încărcate iar căderile de tensiune pe inductanțe pot fi neglijate deoarece curentul de sarcină variază lent. Comanda de amorsare aplicată pe  $Th_3$  determină descărcarea rezonantă a condensatorului  $C_3$  prin  $L_3$ , iar energia astfel introdusă în circuitul magnetic  $L_1-L_3$  determină polarizarea inversă și blocarea tiristorului  $Th_1$ . Când tensiunea pe  $C_3$  devine nulă, dioda  $D_3$  se deschide și procesul rezonant încetează, fiind continuat cu unul amortizat prin care energia din  $L_3$  se disipă în rezistențele de pierderi ale circuitului  $L_3Th_3D_3$ . Dacă impulsul de comandă pe  $Th_3$  este de scurtă durată iar sarcina are caracter pronunțat inductiv și sensul curentului  $i_L$  se men-

ține, când curentul prin  $Th_3$  scade sub valoarea de menținere  $I_H$ , acesta se blochează spontan, rolul său reducându-se la cel de tiristor auxiliar pentru stingerea lui  $Th_1$ . În continuare, dacă  $Th_4$  nu a fost comandat

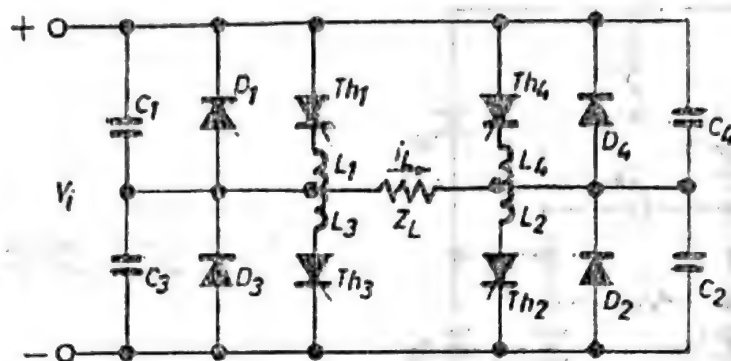
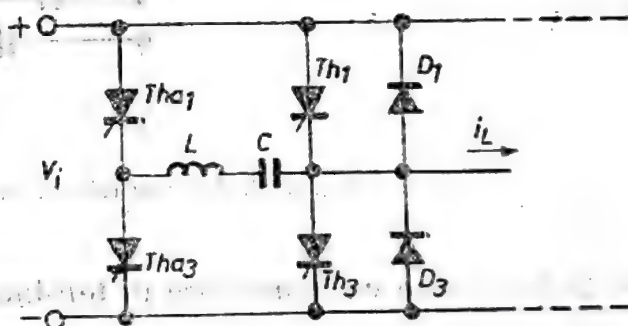


Fig. 6.47. Invertor bifazic cu alimentare în tensiune, cu stingerea cuplată a tiristoarelor.

simultan cu  $Th_3$ , curentul sarcinii se închide prin circuitul de conducție liberă  $D_3-Z_L-Th_2$  până la anularea acestuia. Dacă însă  $Th_4$  este comandat sincron cu  $Th_2$  și impulsurile de comandă sînt suficient de lungi, după stingerea, tot sincronă, a tiristoarelor ce au condus anterior curentul sarcinii continuă prin  $D_3$  și  $D_4$  restituind energia reactivă în sursă iar după anularea sa tiristoarele  $Th_3$  și  $Th_4$ , rămase în conducție, asigură continuitatea conectării sarcinii la sursă și inversarea sensului curentului. Circuitul permite deci atât comandă sincronă cât și comandă decalată.

În figura 6.48 este arătat un exemplu de comutare individuală, cu cite un tiristor auxiliar pentru fiecare tiristor principal; este figurată o singură ramură a punții, celelalte fiind identice. Elementele reactive de comutație  $L$  și  $C$  sînt comune pentru cele două laturi.

Fig. 6.48. Circuit de stingere individuală, aplicat la un invertor cu alimentare în tensiune.



Oricare din circuitele prezentate în figurile 6.47 și 6.48 poate fi extins și pentru realizarea invertorului trifazic cu stingere cuplată, respectiv individuală.

Circuitele de stingere globală sînt recomandabile în special pentru invertore trifazice. Un exemplu de realizare este arătat în figura 6.49. În așteptarea comutării,  $C_K$  se află încărcat cu polaritatea indicată, ca urmare a unei prealabile conducții a tiristorului auxiliar  $Tha_2$ . Pentru comutare, se comandă  $Tha_1$ . În acest moment, toate tiristoarele principale ale punții sînt polarizate invers și se blochează. Curenții inductivi ai sarcinii au posibilitatea să circule prin diodele de conducție inversă ale punții, ocolind inductanțele  $L_1^1$  și  $L_2^1$ . Condensatorul se reîncarcă rezonant pînă la  $V_i$ , cînd acest proces este întrerupt prin deschiderea diodelor  $D$ .



și  $D'_2$ . Din acest moment se poate reaplica semnalul de comandă pe tiristoarele prevăzute să conducă în tactul următor, precum și pe  $Tha_2$ , pentru restabilirea stării inițiale convenabile a circuitului de comutare. Soluția reduce numărul necesar de tiristoare auxiliare și mărește siguranța în

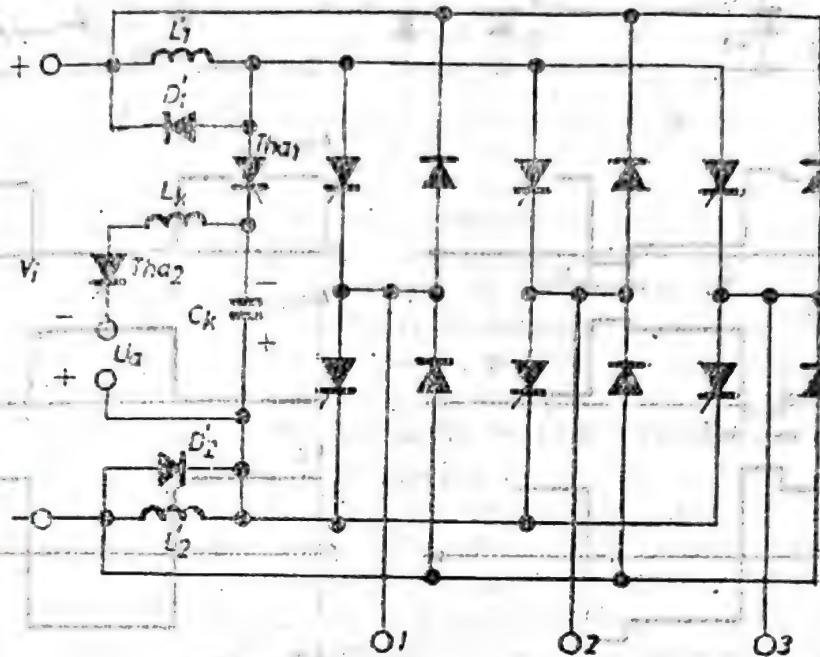


Fig. 6.49. Invertor trifazic cu alimentare în tensiune, cu circuit de stingere globală.

funcționare prin aceea că realizează blocarea tuturor tiristoarelor după fiecare tact de conducție. În schimb, formele de undă ale tensiunilor pe sarcină sînt constituite din impulsuri distincte, separate prin mici pauze (cu durata timpului de polarizare inversă  $t_r$ ), care adaugă componente armonice nedorite și reduce valoarea efectivă a fundamentalei, pe măsură ce crește frecvența acestora.

### 6.5.3. Invertoare cu comutație prin sarcină (*load-commutated inverters*)

Structurile elementare de invertor cu sarcină rezonantă sînt arătate în figura 6.50.a și b. Mecanismele de comutare sînt explicate prin formele de undă (c), pentru invertorul cu alimentare în tensiune și (d), pentru cel cu alimentare în curent.

Invertorul din figura 6.50.a este comandat cu frecvența de tact  $\omega < \omega_0$  astfel încît curentul să se inverseze înaintea apariției impulsului de comandă pentru tactul următor și să asigure timpul de polarizare inversă.

$$t_r = \frac{\psi}{\omega} = (1, 3, \dots, 1, 5) t_q \quad (6.76)$$

în care defazajul  $\psi$  este dat de

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{\omega_0 L}{R} \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega} \quad (6.77)$$

Pe durata  $t_r$ , curentul sarcinii este preluat de diodele de conducție inversă.

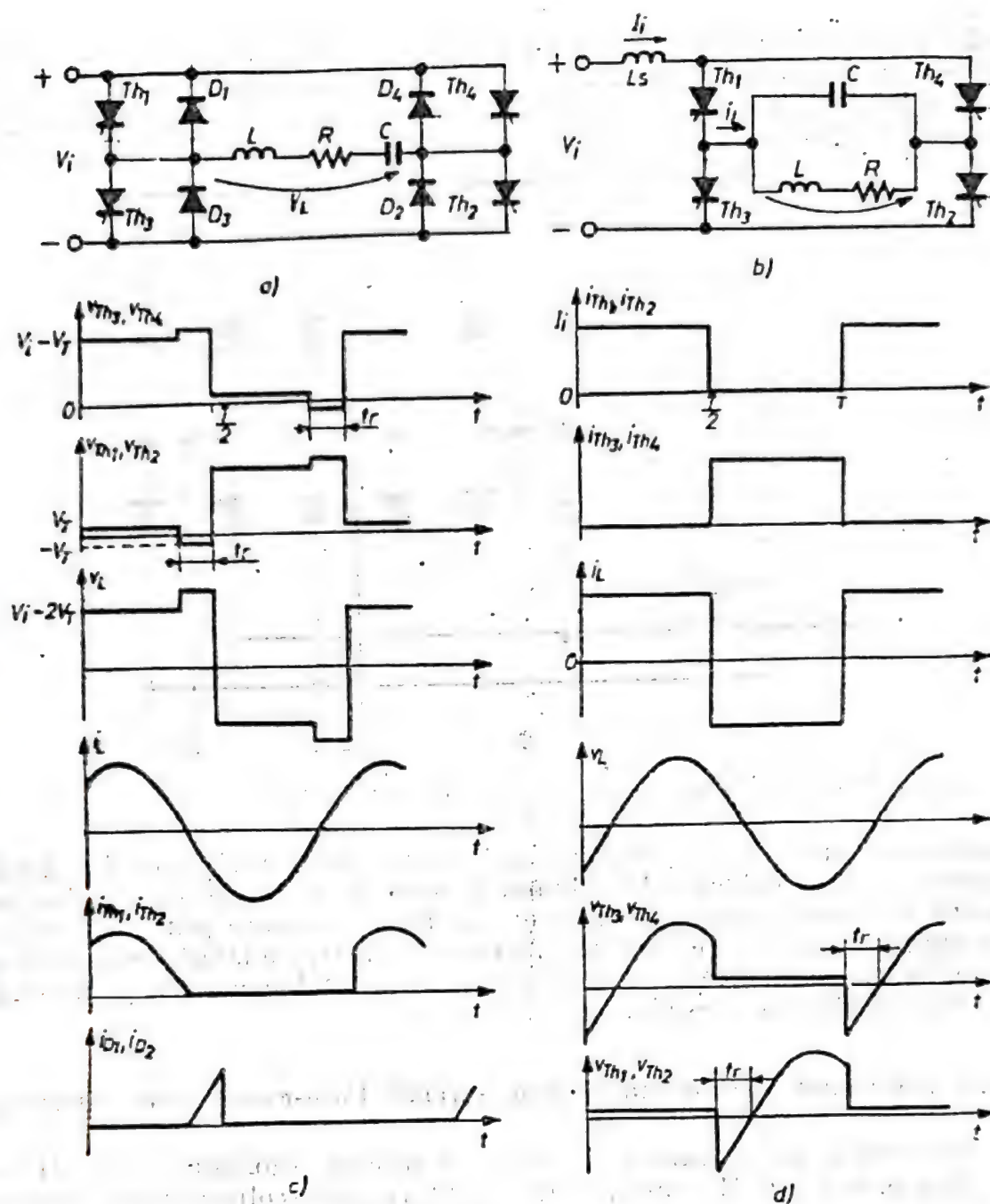


Fig. 6.50. Scheme de inverter cu comutație prin sarcină : (a) cu alimentare în tensiune ; (b) cu alimentare în curent ; (c) forme de undă pentru circuitul (a) ; (d) forme de undă pentru circuitul (b).

Formele de undă din figura 6.50.c și d au fost reprezentate în ipoteza că factorul de calitate  $Q = \frac{\omega_0 L}{R} > 10$  astfel că forma de undă a curentului prin circuitul serie, respectiv a tensiunii pe circuitul derivație, pot fi considerate sinusoidale iar căderile de tensiune în conducție ale tiristoarelor și ale diodelor,  $V_T$ , sînt egale între ele.

În cazul inverterului cu alimentare în curent (figura 6.50.b), frecvența de tact trebuie să fie mai mare decît cea de rezonanță, astfel încît tensiunea existentă pe condensator în momentul comutării se aplică cu polaritate inversă pe tiristoarele ce trebuie stinse.



Dacă vreuna din reactanțele circuitului de sarcină suferă variații în timpul funcționării iar frecvența de tact este constantă, apare pericolul reducerii timpului de polarizare inversă sub valoarea necesară stingerii tiristoarelor. Generarea semnalelor de comandă trebuie să fie determinată prin detectarea momentelor trecerii prin zero a mărimii de ieșire sinusoidale și decalarea lor în raport cu aceste momente. Operația este mai ușoară la inverterul cu alimentare în tensiune unde este necesară comandarea comutării cu o întârziere  $t_r$  față de trecerile prin zero ale curentului de sarcină, în timp ce la inverterul cu alimentare în curent, comanda trebuie efectuată în avans față de trecerile prin zero ale tensiunii. Un alt neajuns al inverterului cu alimentare în curent se manifestă la pornire, când inductanța de intrare  $L_s$  nu are suficientă energie acumulată care să permită alimentarea corectă a inverterului. În asemenea cazuri, se prevede un contactor static cu stingere forțată care se conectează la început șuntind inverterul, pentru a încărca inductanța de intrare cu energie și când curentul prin  $L_s$  a ajuns la valoarea nominală se pornește comutarea propriu-zisă a inverterului. Timpul  $t_r$  este măsurat și comparat cu valoarea necesară, diferențele fiind introduse într-o buclă de reglare automată a decalajului.

Invertoarele cu comutare prin sarcină rezonantă se folosesc de obicei în electrotermie, la frecvențe pe cât posibil mai ridicate. Deoarece defazajul  $\psi$  nu poate depăși de regulă  $30^\circ \dots 40^\circ$ , condiția (6.76) indică limita superioară a frecvenței ce poate fi obținută cu un tip de tiristor având un timp de comutare  $t_q$  de valoare dată. Frecvența limită poate fi crescută prin structuri de punte cu ramuri multiple, comutate secvențial astfel încât timpul de polarizare inversă a fiecărui tiristor să nu mai fie limitat la o fracțiune din semiperioade de oscilație, ci să reprezinte una sau chiar mai multe semiperioade.

Un exemplu este arătat în figura 6.51 în care structura este o semipunte cu ramura contactoarelor triplată. Circuitul rezonant serie este

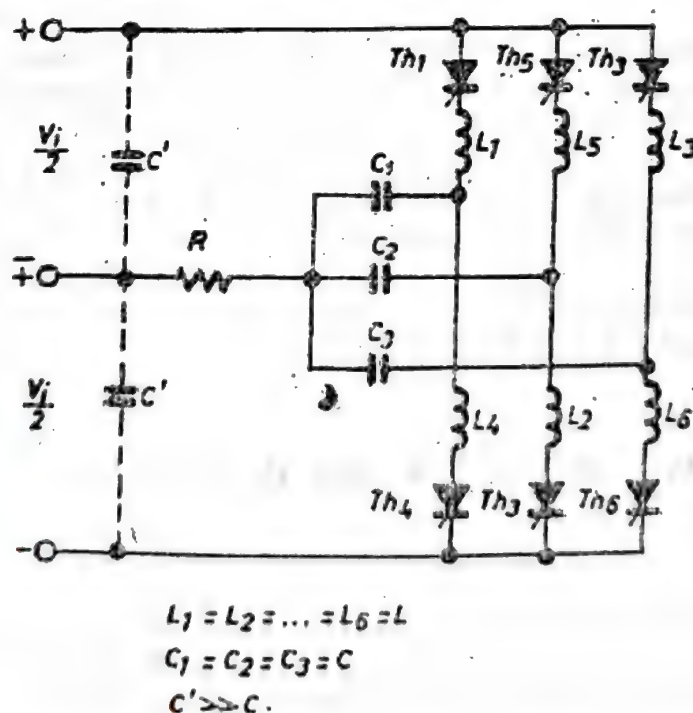


Fig. 6.51. Inverter cu comutație prin sarcină, triplor de frecvență.

constituit din rezistența consumatoare (rezistența reflectată de inductorul sistemului de încălzire) și, consecutiv în fiecare semiperioadă de inductanțele  $L_1 \dots L_6$ , respectiv în fiecare perioadă de condensatoarele  $C_1 \dots C_3$ . Secvența de comandă a tiristoarelor corespunde cu numărarea lor. Prin comanda tiristorului  $Th_1$  se efectuează o semiperioadă de oscilație proprie a circuitului  $L_1 C_1 R$  după care  $Th_1$  se blochează și condensatorul  $C_1$  rămâne încărcat până la intrarea în conducție a tiristorului  $Th_4$ , deci pe durata a încă două semiperioade. Deoarece factorul de calitate al circuitelor identice conectate la fiecare tact este sensibil mai mare decât 1, tensiunea de încărcare a condensatoarelor este superioară celei a sursei de alimentare, ceea ce permite polarizarea inversă a fiecărui tiristor timp de aproximativ 2,5 semiperioade de oscilație.

## BIBLIOGRAFIE

1. I. Dan, A. Moseanu, Redresoare cu semiconductoare, Editura Tehnică, București, 1975.
2. G. J. Scoles, Handbook of Rectifier Circuits, J. Wiley, New York, 1980.
3. R. Wells, Solid State Power Rectifiers, Granada, London, 1982.
4. S. B. Dewan, A. Stranghen, Power Semiconductor Circuits, J. Wiley, New York, 1975.
5. B. R. Pelly, Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters, J. Wiley, New York, 1971.
6. B. D. Bedford, R. G. Hoft, Principles of Inverter Circuits, J. Wiley, New York, 1964.
7. D. Finney, The Power Thyristor and its Applications, Mc Graw Hill, London, 1980.
8. \* \* \* VEM Handbuch Leistungselektronik, VEB Verlag Technik, Berlin, 1983.
9. M. Bodea ș.a., Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol. IV, Editura Tehnică București, 1985.



## 7 | Probleme critice în utilizare

Acest capitol își propune să familiarizeze cititorul cu aspecte mai puțin comentate ale practicii folosirii tiristoarelor, denumite generic *probleme critice*. Se consideră ca fiind critice acele evenimente care intervin probabilist în funcționarea tiristoarelor și conduc la degradarea — parțială sau totală — a parametrilor funcționali ai acestora. Sînt comentate următoarele grupuri de probleme:

- regimul de comandă pe poartă și influența acestuia asupra caracteristicilor tiristoarelor;
- funcționarea tiristoarelor grupate în serie și în paralel, împreună cu condițiile de echilibrare a tensiunilor, respectiv curenților;
- protecția tiristoarelor la supratensiuni și supracurenți;
- regimul termic al tiristoarelor și alegerea sistemelor de răcire ale acestora.

Tratarea problemelor enunțate urmărește punerea în evidență a acelor *parametri de catalog* cărora utilizatorul trebuie să le acorde o atenție specială deoarece acești parametri sînt fundamentali în sensul că determină fiabilitatea dispozitivelor de putere.

Trebuie observat că tematica tratată în acest capitol are un caracter specific tiristorului și mai puțin aplicației concrete, deoarece numărul imens al aplicațiilor face imposibilă considerarea tuturor situațiilor de excepție care pot apare în timpul funcționării.

Pentru anumite condiționări sau restricții, importante pentru buna funcționare a tiristoarelor, s-au evidențiat pe scurt și procesele fizice care motivează restricțiile.

Pentru exemplificări s-au folosit curbe de caracteristici și valori de parametri ale unor tiristoare produse la *IPRS-BĂNEASA*.

### 7.1. Influența curentului de comandă asupra caracteristicilor tiristoarelor

Trecerea tiristorului din starea de blocare în cea de conducție se face prin aplicarea unui semnal electric de mică putere pe electrodul de poartă. *Proprietățile semnalului de comandă și ale circuitelor care-l generează influențează hotărîtor posibilitățile tiristorului de a controla puterea pe sarcină.*





echivalent de principiu din figura 7.1.b se completează ca în figura 7.2, ținându-se seama de caracterul distribuit al joncțiunii poartă-catod. În figura 7.2 rezistențele  $R_1, R_2, \dots, R_n$  modelează rezistențele distribuite ale stratului  $p_2$  dintre difuziile de catod și de sub joncțiunile poartă-catod.

Odată cu trecerea prin circuitul anodic a unui curent, se inițiază procesul fizic de reacție pozitivă care corespunde amorsării tiristorului (vezi figura 7.3).

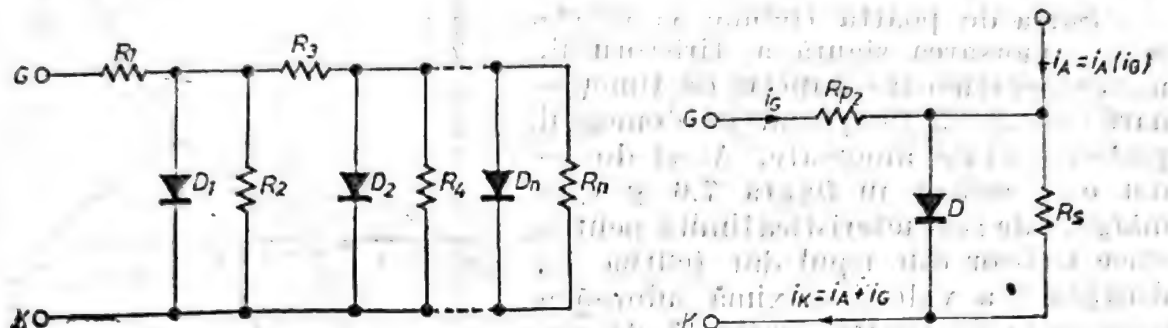


Fig. 7.2. Circuitul electric echivalent poartă-catod pentru structura cu șunturi de catod.

Fig. 7.3. Circuitul echivalent poartă-catod pentru tiristorul în conducție ( $i_A \approx i_A(i_G)$ ).

Curentul prin terminalul de catod este  $I_A + I_G$  astfel că tensiunea  $V_{GK}$  crește mai repede decât în cazul  $I_A = 0$  (vezi curba plină din figura 7.4). Deoarece curentul prin joncțiunea de poartă este furnizat acum din ce în ce mai mult de curentul anodic, rezistența de semnal mic a porții scade până la zero<sup>1</sup>. În punctul A, în care caracteristica porții intersectează

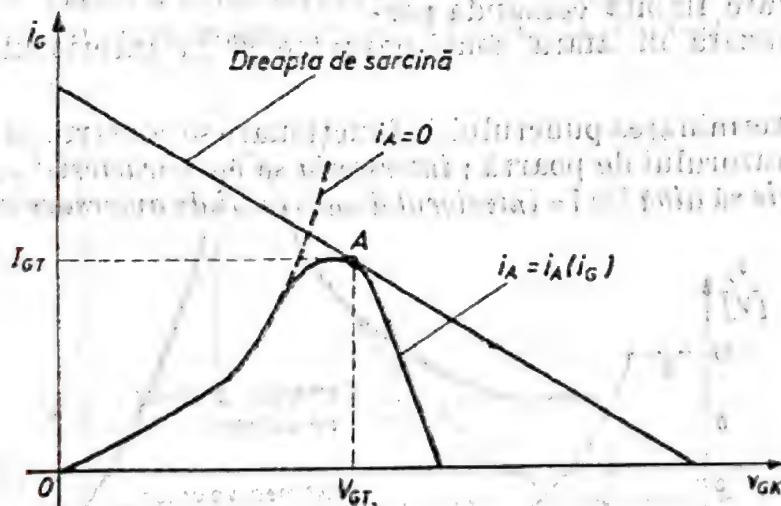


Fig. 7.4. Caracteristica de poartă în timpul amorsării tiristorului.

dreapta de sarcină a generatorului de poartă, are loc amorsarea tiristorului. Când tiristorul se află în conducție caracteristica  $I_G - V_G$  arată ca în figura 7.5.

Poarta se găsește practic la potențialul anodului și se comportă ca o sursă a cărei tensiune este egală cu căderea de tensiune pe joncțiunea poartă-catod la curentul anodic respectiv. Dacă sursa externă de tensiune este scurtcircuitată sau își schimbă polaritatea, prin poartă va

circula un curent negativ care scoate din conducție zona laterală a joncțiunii poartă-catod din vecinătatea porții, micșorând astfel aria efectivă de curgere a curentului anodic. Ca urmare, se poate produce degradarea tiristorului prin creșterea puterii disipate. Utilizatorul trebuie să proiecteze circuitul de poartă astfel încât să evite apariția acestei situații.

Sursa de poartă trebuie să determine amorsarea sigură a tiristorului, motiv pentru care punctul de funcționare trebuie să fie plasat în domeniul preferențial de amorsare. Acest domeniu este arătat în figura 7.6 și este mărginit de: caracteristica limită pentru orice tiristor din tipul dat (curba 1), dreapta 2 a valorii maxime admise a curentului de poartă, curba 3 de putere disipată maximă admisă pe poartă, dreapta 4 a valorii maxime permise a tensiunii de poartă și regiunea hașurată. Limitarea curentului de poartă este impusă de densitatea curentului prin conexiunea de poartă. Aria hașurată conține valorile minime posibile ( $I_{GT}$ ,  $V_{GT}$ ) pe toată plaja temperaturilor de funcționare, a oricărui tiristor din familia respectivă. Pentru a se obține o funcționare fiabilă comanda porții trebuie realizată în afara zonei hașurate și în interiorul domeniului de comandă.

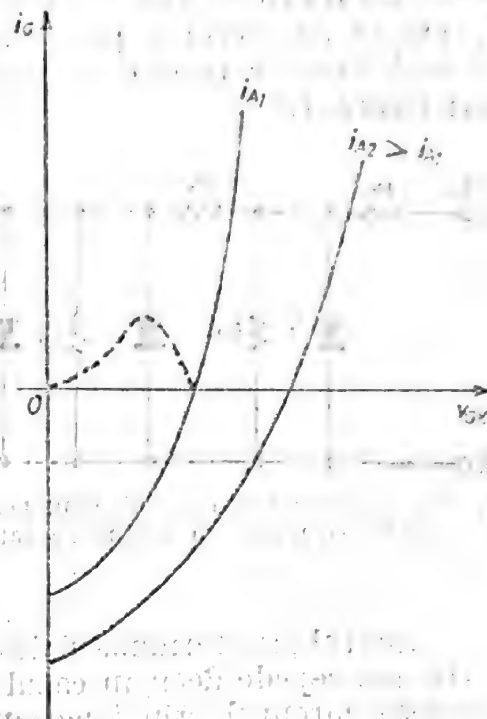


Fig. 7.5. Caracteristica de poartă pentru tiristorul în conducție. Linia punctată reprezintă caracteristica de poartă în timpul amorsării.

Pentru determinarea punctului de funcționare se construiește dreapta de sarcină a generatorului de poartă; intersecția sa cu caracteristica  $I_G - V_G$  individuală trebuie să aibă loc în interiorul domeniului de amorsare (vezi fig. 7.7),

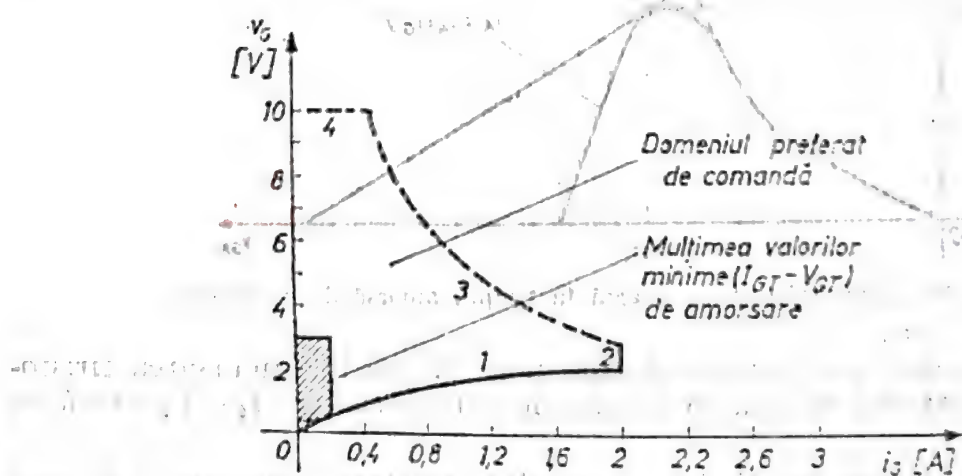


Fig. 7.6. Domeniul punctelor de amorsare ( $v_G$ ,  $i_G$ ) a unui tiristor. În figură se indică valorile tipice corespunzătoare unui tiristor de 30 A.



cît mai aproape de curba puterii disipate. Dacă tensiunea sursei este variabilă în timp, atunci dreapta de sarcină va baleia mai multe puncte ale domeniului, fără a depăși limitele acestuia. Valorile puterii

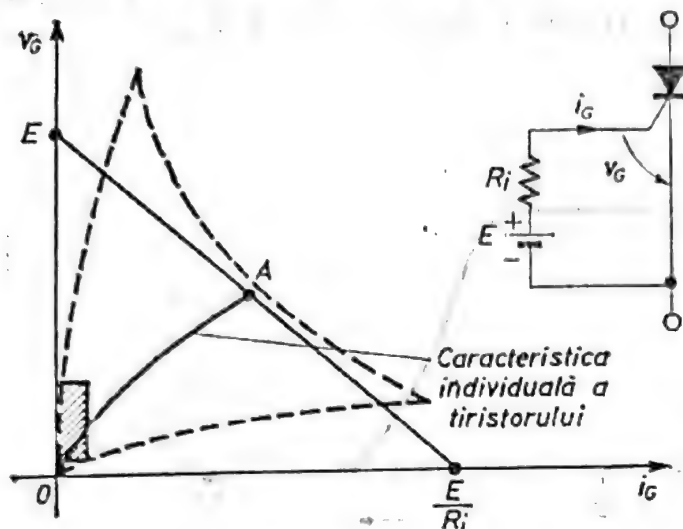


Fig. 7.7. Modul de determinare a punctului de funcționare pentru circuitul de comandă a porții tiristorului.

disipate pe poarta tiristorului se vor limita la puterea maximă admisă astfel: puterea continuă în cazul amorsării cu curent continuu; puterea de vîrf la comanda cu un singur impuls de poartă; puterile medie și de vîrf în cazul amorsării cu tren de impulsuri. Se menționează că un impuls de comandă pe poartă a cărui durată este mai mare de 100  $\mu$ s se consideră continuu întrucît, după acest interval de timp tiristorul se găsește practic într-un regim static [1] de funcționare.

În majoritatea aplicațiilor cu tiristoare se preferă amorsarea acestora cu un impuls de poartă a cărui formă este prezentată în figura 7.8. Supra-creșterea impulsului ca și viteza de creștere  $dI_G/dt$  reduc timpul de întîr-

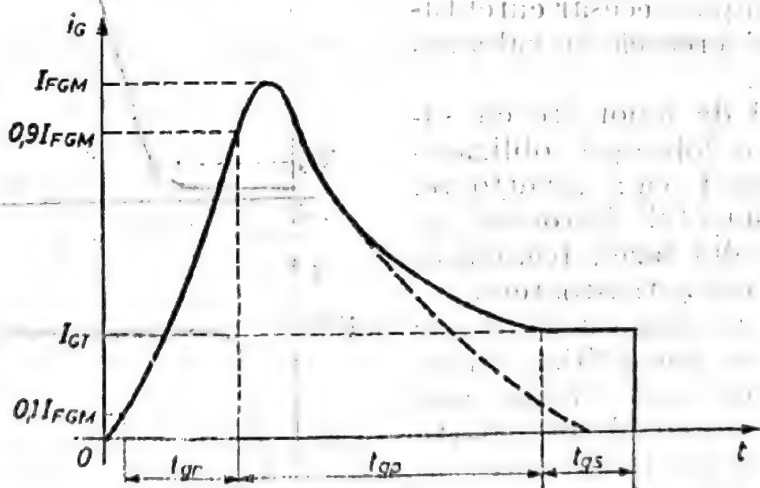


Fig. 7.8. Formă de undă a impulsului curentului de poartă pentru amorsarea tiristorului cu comandă „tare”.

ziere la amorsare al tiristorului. La sfîrșitul acestui timp a intrat în conducție doar o mică arie din jurul porții astfel că densitatea curentului anodic este mare și deci pierderile de putere sînt considerabile, dar tind către zero pe măsură ce aria efectivă de conducție crește. Ca urmare, în aplicațiile în care  $di/dt$  este mare (zeci de A/ $\mu$ s) un impuls de poartă fără

supracreștere sau cu o pantă mică va duce la concentrarea curentului în jurul porții pe o durată lungă și la distrugerea tiristorului prin supraîncălzire.

Mărimea absolută a supracreșterii depinde de natura sarcinii din circuitul anodic. Pentru sarcini inductive și capacitive [2]  $I_{FGM} = (5 \dots 6) I_{GT}$  iar pentru sarcini rezistive  $I_{FGM} = (3 \dots 4) I_{GT}$ .

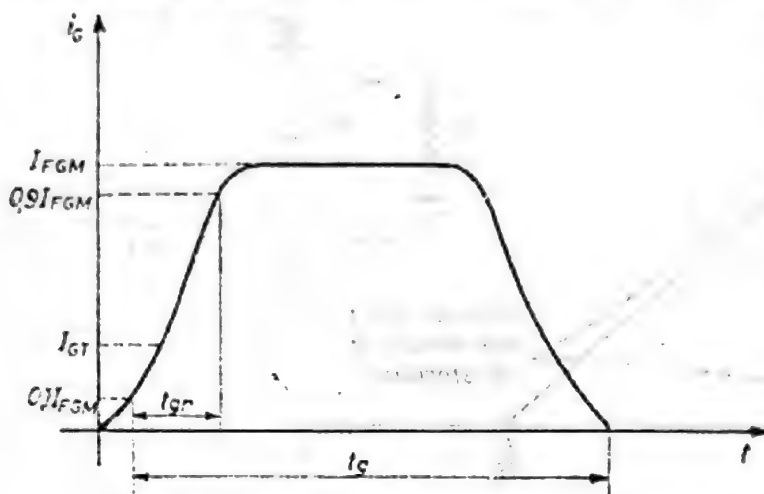


Fig. 7.9. Formă de undă a impulsului curentului de poartă pentru amorsarea tiristorului cu comandă „slabă”.

Uzual timpul de creștere are valoarea  $t_{gr} = 1 \mu s$  cu o pantă  $dI_g/dt = 1 A/\mu s$ . Pentru a mări viteza de împrăștiere a condukției durată supracreșterii trebuie să fie de ordinul a  $20 \mu s$ .

Palierul impulsului de poartă trebuie să asigure amorsarea tiristorului în condiția cea mai defavorabilă de temperatură scăzută. Durata palierului va fi mai mare decât timpul necesar curentului anodic să crească la valoarea de acrosaj  $I_L$ .

Impulsul de amorsare cu supracreștere se folosește obligatoriu în aplicații ca: invertoare, choppere, controlul factorului de putere, controlul fazei, legarea în serie sau paralel a tiristoarelor.

Pentru aplicații cu  $di/dt$  mică (câțiva  $A/\mu s$ ) se pot utiliza circuite de comandă mai ieftine care să genereze impulsul de poartă din figura 7.9. Pentru aceste cazuri parametrii impulsului de poartă, numit și „slab”, trebuie să fie:  $I_{FGM} = (2 \dots 3) I_{GT}$ ;  $t_{gr} = 1 \mu s$ ;  $dI_g/dt > 0,5 A/\mu s$ ;  $t_c > 20 \mu s$ . Exemple de astfel de aplicații sînt: redresoarele comandate, circuitele de încălzire, circuitele pentru reglarea intensității luminii, etc.

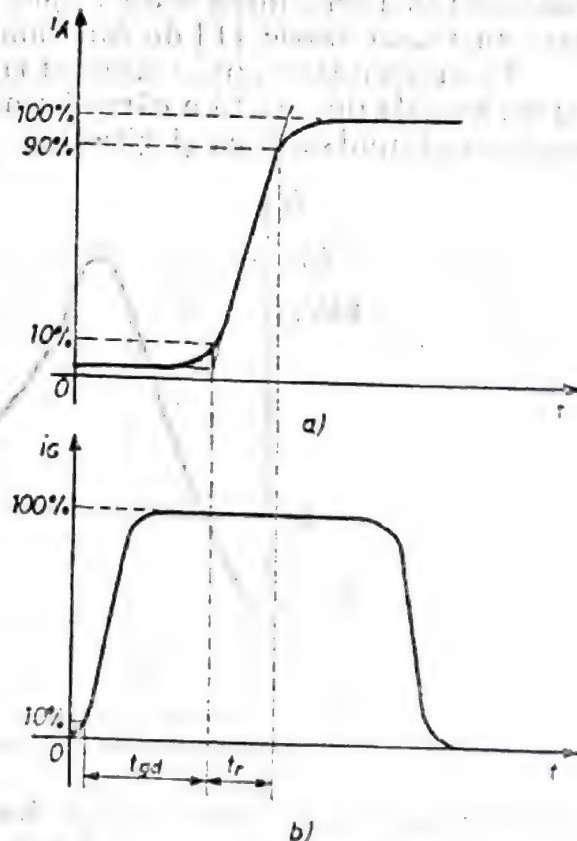


Fig. 7.10. Formele de undă ale curentului anodic (a) și curentului de comandă pe poartă (b) pentru definirea timpului de întârziere la amorsare.



### 7.1.2 Viteza de amorsare. Întirzierea la amorsare

Tiristorul intră în conducție cu o anumită întârziere față de momentul aplicării comenzii pe poartă. Timpul de întârziere, notat  $t_{gd}$ , este definit în figura 7.10, ca fiind intervalul între punctul de 10% din amplitudinea impulsului de poartă, considerat pe frontul anterior, și momentul în care curentul anodic crește la 10% din amplitudinea sa.

Timpul de întârziere la amorsare se poate defini și în raport cu tensiunea anodică a tiristorului ca durată măsurată între același punct de 10% de pe frontul crescător al impulsului de poartă și momentul în care tensiunea directă de blocare scade la 90% din valoarea sa maximă. Timpul

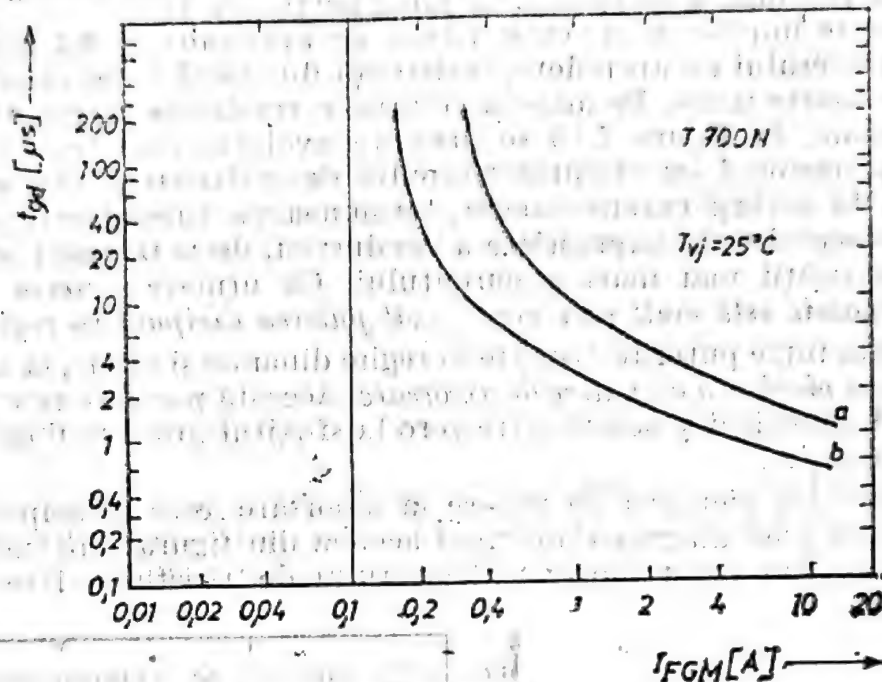


Fig. 7.11. Dependenta timpului de întârziere [3] la amorsarea pe poartă în funcție de amplitudinea curentului de comandă pentru tiristorul T700N: (a) curba limită; (b) curba tipică.

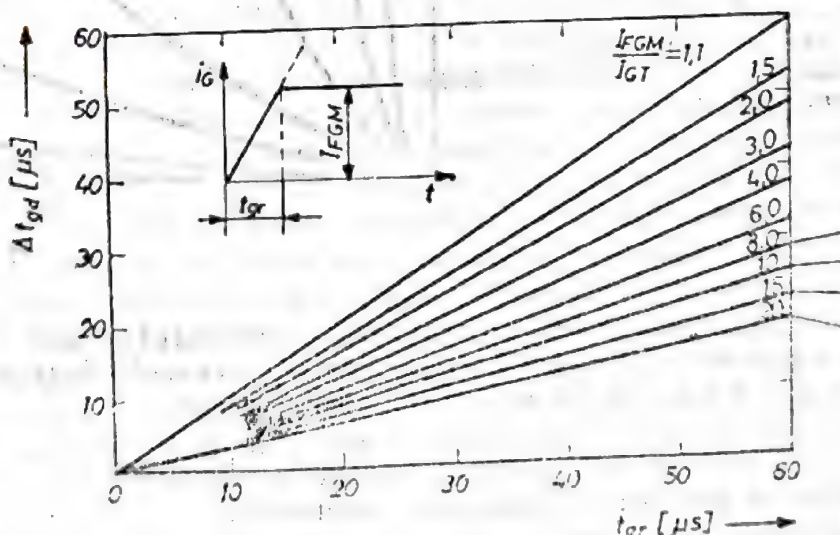


Fig. 7.12. Dependenta timpului de întârziere [2] la amorsarea pe poartă în funcție de timpul de creștere al impulsului de comandă.

în care curentul anodic crește de la 10% la 90% din valoarea finală este numit *timp de intrare în conducție* (vezi figura 7.10) și se adaugă timpului  $t_{ca}$ , rezultând *timpul total de întârziere la amorsare*.

Micșorarea întârzierii la amorsare se face prin creșterea amplitudinii impulsului de comandă (figura 7.11 [3]) sau prin micșorarea duratei frontului impulsului de comandă (figura 7.12).

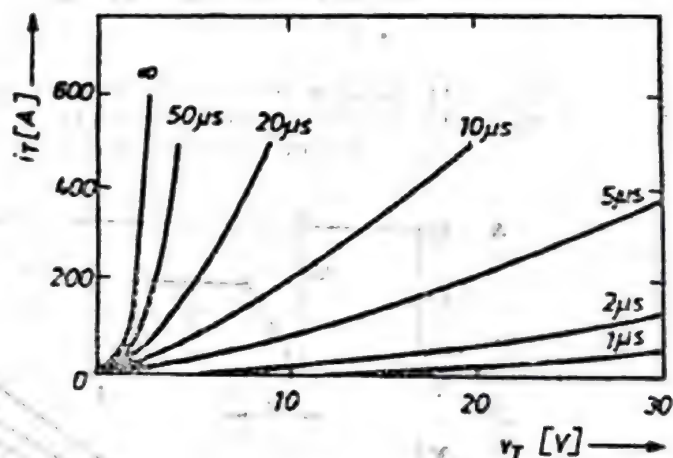
### 7.1.3. Funcționarea la $(di/dt)$ mare. Pierderi de putere la amorsare

După un timp egal cu  $t_{ca} + t_r$  de la aplicarea impulsului de poartă, doar o mică porțiune a catodului, în jurul porții, va fi în conducție. Aria în conducție se împrășteie [4] cu o viteză de aproximativ 0,1 mm/ $\mu$ s. La începutul procesului de aprindere, rezistența dinamică anod-catod a tiristorului este foarte mare. Pe măsură ce aria în conducție crește, rezistența dinamică scade. În figura 7.13 se prezintă evoluția caracteristicii dinamice  $i_T - v_T$  începând cu sfârșitul timpului de întârziere la amorsare. Se observă că, la același curent anodic, tensiunea pe tiristor este mai mare în timpul procesului de împrăștiere a conducției, decât în cazul staționar, datorită densității mai mari a curentului. Ca urmare *puterea disipată în regim dinamic este mult mai mare decât puterea disipată în regim static*.

Diferența între puterile disipate în regim dinamic și static, la un curent dat, definește *pierderea de putere de amorsare*. Această pierdere este maximă la începutul amorsării și scade către zero la sfârșitul procesului de împrăștiere a conducției.

Deși calculul pierderii de putere la amorsare este principal posibil prin utilizarea unei diagrame de tipul aceleia din figura 7.13 metoda nu este practică. Din acest motiv utilizatorul de tiristoare i se pune la

Fig. 7.13. Caracteristica dinamică de aprindere a tiristorului [4] la diferite momente de timp după amorsare a unui tiristor de 100 A. Caracteristica statică de conducție a tiristorului este marcată cu  $\infty$ .



dispoziție o diagramă modificată care permite calculul sumei pierderilor de putere la amorsare și în conducție. Deoarece această diagramă a fost prezentată în § 4.6.2 nu se va mai insista asupra ei.

Pierderile de putere la amorsare contribuie la încălzirea puternică a structurii tiristorului, temperatura medie a structurii putînd crește suficient pentru a provoca distrugerea tiristorului.

Pentru a preveni creșterea excesivă a temperaturii structurii în timpul amorsării, *viteza de creștere a curentului anodic  $(di_T/dt)$  trebuie limitată*



la valori nepericuloase. Utilizatorul va alege tiristorul care are capacitatea în  $(di_T/dt)$  mai mare decât cea din schema de funcționare. Pentru o funcționare fiabilă, este absolut necesar ca poarta să fie comandată cu impuls „tare”.

Un alt procedeu pentru limitarea pierderilor de putere la amorsare îl constituie folosirea unei inductanțe saturabile în serie cu tiristorul [4]. La amorsare curentul prin tiristor este limitat la valoarea de saturare magnetică a inductanței. Bobina trebuie astfel proiectată încât saturația magnetică să fie atinsă după terminarea întârzierii la amorsare. Tensiunea comutată de tiristor la amorsare este preluată de bobină, astfel că timpul de intrare în saturație magnetică este

$$t_s = \frac{NS\Delta B}{V_{DM}} \quad (7.1)$$

unde  $N$  este numărul de spire,  $S$  secțiunea miezului,  $\Delta B$  variația maximă a inducției magnetice în miez și  $V_{DM}$  tensiunea comutată. Curentul prin tiristor, în momentul saturației bobinei, este dat de relația

$$I_s = l_m H_s \quad (7.2)$$

în care  $H_s$  este câmpul magnetic la saturație al miezului, iar  $l_m$  lungimea medie a miezului.

După amorsarea tiristorului, miezul magnetic trebuie desaturat înainte de a începe un nou ciclu. Desaturarea se poate face, de exemplu, prin injectarea unui curent invers rezonant în bobină.

#### 7.1.4. Funcționarea pe sarcină inductivă

Dacă sarcina tiristorului este dominant inductivă, trecerea în conducție este caracterizată prin viteza de creștere a curentului anodic, cu atât mai mică cu cât inductanța circuitului este mai mare. Tiristorul rămâne în conducție dacă curentul anodic este mai mare decât curentul de acroșaj  $I_L$ . De aceea impulsul de amorsare trebuie să aibă o durată mai mare decât timpul necesar curentului ca să crească pînă la valoarea  $I_L$ . Deoarece curentul  $I_L$  depinde de curentul de amorsare  $I_G$ , un impuls de poartă de amplitudine mare, de ordinul  $I_{FGM} = (5 \dots 6) I_{GT}$ , va reduce substanțial curentul pentru care tiristorul rămâne în conducție (vezi figura 7.14).

În circuitele inductive în care curentul prin sarcină crește lent, mărirea rapidă a curentului anodic la valoarea de acroșaj se obține prin descărcarea unui condensator conectat în paralel pe tiristor.

- Dacă impulsul de poartă este mai scurt decât pulsul de curent dat de condensator, tiristorul va rămâne în conducție dacă curentul de menținere  $I_H$  este mai mic decât curentul furnizat de condensator la sfîșitul descărcării.

- Dacă durata impulsului de poartă este mai mare decât cea a pulsului de curent dat de condensator, tiristorul rămâne în conducție dacă curentul

anodic la sfârșitul impulsului de amorțare este mai mare decât valoarea de acroșaj  $I_L$ .

Se constată că ieșirea tiristorului din conducție, după terminarea impulsului de poartă, este cauzată sau de curentul de menținere sau de cel de acroșaj.

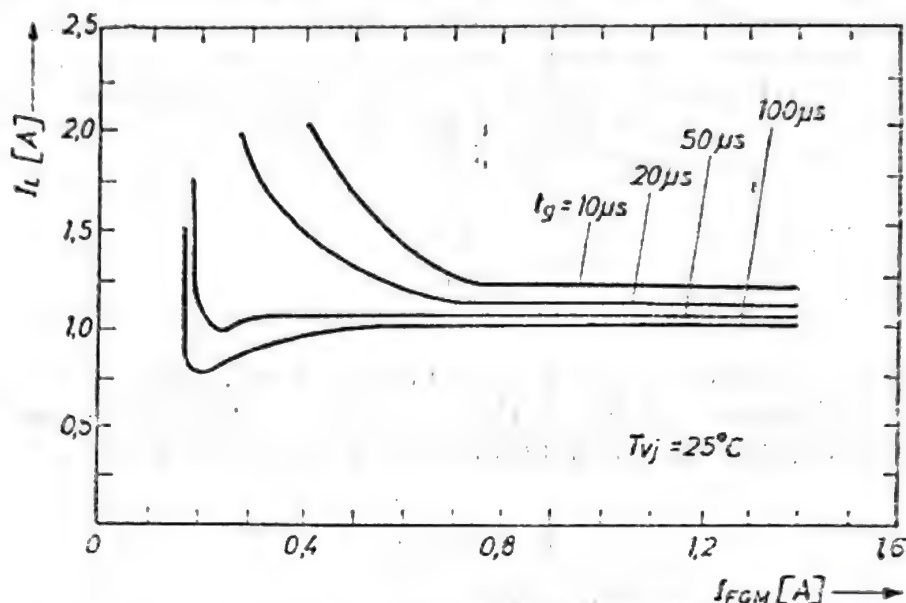


Fig. 7.14. Dependența curentului de acroșaj,  $I_L$ , în funcție de amplitudinea curentului de comandă a porții [2]. Parametrul este durata impulsului de comandă.

#### 7.1.5. Curentul de poartă pe durata blocării în invers

Polarizarea porții în timpul blocării în invers crește curentul rezidual prin tiristor și deci puterea disipată. Suplimentul de putere trebuie inclus în puterea totală disipată de tiristor, pentru a putea asigura menținerea temperaturii joncțiunii în limitele admise. Sînt situații în care, în timpul blocării inverse, apare un curent de poartă din cauza configurației particulare a schemei electrice. Așa este cazul, de exemplu, a două tiristoare cu porțile legate în paralel. Dacă tensiunile anodice sînt în opoziție de fază, atunci prin poarta tiristorului blocat cu tensiune negativă circulă curentul datorat tensiunii de poartă a tiristorului în conducție. Cînd tensiunea anodică a tiristorului blocat devine pozitivă acesta poate intra imediat în conducție prin amorțare parazită datorită sarcinii stocate în zona  $p$ .

Puterea suplimentară disipată în invers este micșorată dacă se folosește un circuit de limitare rezistență-diodă în serie conectat între poartă și anodul tiristorului și care atenuează tensiunile pozitive de poartă în cazurile cînd anodul devine negativ.

Un alt procedeu simplu de a limita puterea suplimentară a curentului rezidual datorat tensiunii pozitive de poartă constă în inserierea, în circuitul anodic al tiristorului, a unei diode cu un curent invers mai mic. În acest fel tensiunea totală inversă va fi repartizată în măsură mai mare diodei, reducînd puterea inversă disipată pe tiristor.



### 7.1.6. Curent negativ de comandă. Efectul *GAT* (Gate-Assisted Turn-off)

Pentru anumite aplicații este necesară micșorarea intervalului de timp după care tiristorul poate suporta tensiune directă de blocare, dezamorsarea fiind produsă prin întreruperea curentului în circuitul anodic. Deoarece specificul aplicației este dat de valoarea redusă a tensiunii inverse, folosirea tiristoarelor rapide nu este avantajoasă datorită creșterii timpului de dezamorsare prin comutarea circuitului,  $t_q$ , odată cu scăderea tensiunii inverse.

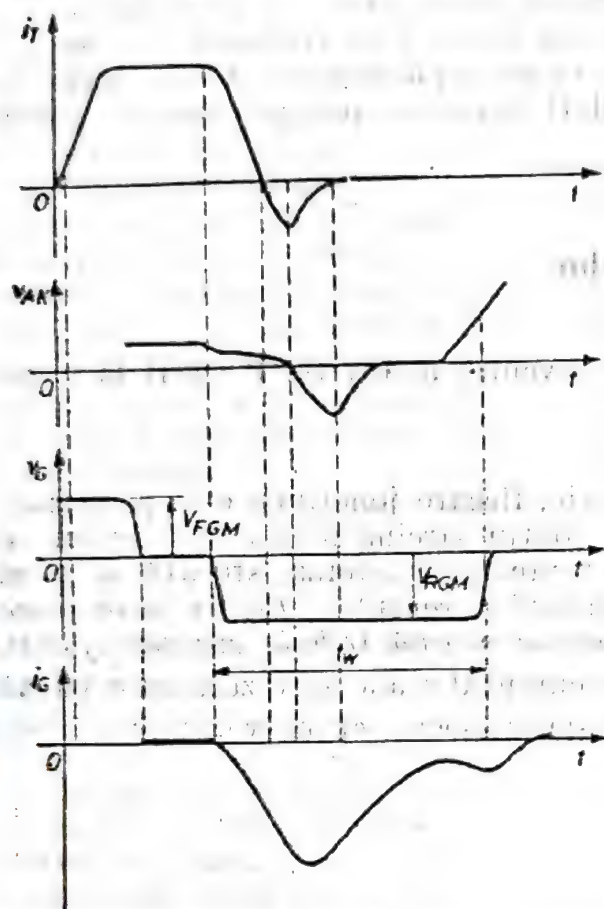


Fig. 7.15. Formele de undă care corespund procesului de stingere al tiristorului *GATT* (gate assisted turn-off thyristor).

Valoarea curentului de poartă depinde de mărimea sarcinii stocate și extrase din joncțiunea de catod a tiristorului. Pe durata  $t_w$  a impulsului negativ de poartă tensiunea  $V_{RGM}$  nu trebuie să depășească valoarea de străpungere.

Efectul *GAT* constă în micșorarea timpului  $t_q$  prin extragerea unui curent din poarta tiristorului, în timp ce acesta este blocat cu o tensiune inversă de valoare scăzută. (Se reamintește faptul că în acest caz stingerea tiristorului nu se face pe poartă). Micșorarea timpului de dezamorsare prin injectarea unui curent negativ în poartă este posibilă deoarece în acest fel se extrage o parte din sarcina stocată de joncțiunea catodului. Pentru a face ca influența porții asupra unei zone cit mai extinse în jurul ei să fie cit mai eficientă, se recurge la o geometrie interdigitată a catodului. De asemenea, nu se mai introduce șunturile de catod care ar anula efectul dorit.

În figura 7.15 sînt prezentate formele de undă caracteristice, corespunzătoare stingerii tiristorului.

În § 7.1.1. a fost prezentat efectul curentului anodic asupra caracteristicii  $I_G - V_G$ . În cele ce urmează se vor pune în evidență două efecte noi

• Atunci cînd tiristorul este blocat, între terminalul porții și catod apare o diferență de potențial datorită curentului de blocare anod-catod. Tensiunea poartă-catod are aceeași polaritate ca și tensiunea de blocare anod-catod. Tensiunea inversă poartă-catod poate ajunge la valoarea de străpungere, în funcție de mărimea rezistenței distribuite  $R_s$  corespunzătoare stratului  $p$  de sub joncțiunea catodului (vezi figura 7.1).

### 7.1.7. Efectul curentului anodic asupra circuitului de poartă

În § 7.1.1. a fost prezentat efectul curentului anodic asupra caracteristicii  $I_G - V_G$ . În cele ce urmează se vor pune în evidență două efecte noi

• Atunci cînd tiristorul este blocat, între terminalul porții și catod apare o diferență de potențial datorită curentului de blocare anod-catod. Tensiunea poartă-catod are aceeași polaritate ca și tensiunea de blocare anod-catod. Tensiunea inversă poartă-catod poate ajunge la valoarea de străpungere, în funcție de mărimea rezistenței distribuite  $R_s$  corespunzătoare stratului  $p$  de sub joncțiunea catodului (vezi figura 7.1).

Dacă în cursul unui regim tranzitoriu tensiunea inversă anodică depășește valoarea de avalanșă, joncțiunea tiristorului nu mai blochează iar energia tranzitorie se aplică joncțiunii de poartă și circuitului de comandă [1].

• În conducție, poarta și anodul sînt aproape la același potențial. Dacă tiristorul este scos din conducție printr-un impuls negativ de tensiune, poarta va trece spre potențialul negativ al anodului. După ce tiristorul este capabil să blocheze, joncțiunea anodică recăpătîndu-și capabilitatea de blocare, poarta va reveni la un potențial pozitiv. Aceste tranziții ale tensiunii poartă-catod, spre valori negative, pot produce defectarea circuitului extern de poartă.

## 7.2. Stingerea forțată a tiristoarelor

### 7.2.1. Sarcina stocată. Curentul de revenire în invers. Pierderi la dezamorsare

Cînd tiristorul se află în conducție, fiecare joncțiune este polarizată direct iar cele două regiuni de bază conțin sarcină formată din goluri și electroni. Această sarcină în exces reprezintă sarcina stocată, a cărei mărime crește odată cu creșterea valorii curentului. Pentru a se putea controla momentele de reamorsare sarcina stocată trebuie evacuată forțat. În timpul procesului de dezamorsare curentul scade spre zero cu o viteză impusă de circuitul anodic, după care își inversează sensul (vezi figura 7.16).

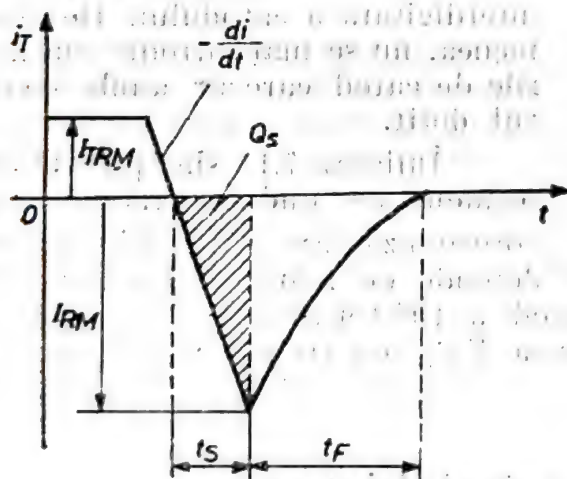


Fig. 7.16. Forma de undă a curentului anodic la stingerea unui tiristor.

Curentul invers anod-catod se datorește în principal injectiei de goluri în baza  $n$  de către joncțiunea centrală, atunci cînd tiristorului i se aplică o tensiune inversă. Sarcina stocată  $Q_S$ , evacuată în procesul de revenire, și curentul  $I_{RM}$  sînt legate între ele prin relația

$$I_{RM} = \left[ 2 \left| -\frac{di}{dt} \right| Q_S \right]^{1/2} \quad (7.3)$$



obținută din interpretarea sarcinii  $Q_S$  ca arie a triunghiului dreptunghic hașurat. În momentul în care curentul ajunge la valoarea  $I_{RM}$ , joncțiunile de anod și catod sînt blocate și începe procesul de revenire a joncțiunii centrale, astfel că tensiunea pe tiristor este practic nulă. În figura 7.17 sînt prezentate forme de undă tipice care corespund procesului de comutație a tiristorului.

Trebuie observat că în multe situații practice apare o tensiune inversă suplimentară datorită inductanței circuitului și vitezei de scădere a curentului. Concluzia acestei observații este directă: *tiristorul trebuie astfel ales încît tensiunea inversă totală — de stingere și cea adițională, tranzitorie — să nu crească peste limita capacității de blocare inversă.*

Pierderea de putere la dezamorsare apare în intervalul de timp  $t_F$  și poate atinge valori de ordinul kW. Deoarece această pierdere de putere are loc în fiecare ciclu de comutație, pierderea totală crește odată cu creșterea frecvenței de repetiție. În aplicațiile la frecvența rețelei de 50 Hz, pierderea de putere este neglijabilă, dar la o frecvență mare de repetiție (peste 400 Hz) trebuie luată în considerare.

În principiu, utilizatorul ar putea calcula pierderea de putere cu relația

$$P_{RQ} = \frac{1}{t_F} \int_{t_F} i_R(t) v_R(t) dt; \quad (7.4)$$

acest calcul este însă greu de realizat datorită dificultăților de măsurare a dependențelor  $i_R(t)$  și  $v_R(t)$ .

Soluția pragmatică de simplificare a calculului recurge la liniarizarea caracteristicilor  $i_R = i_R(t)$  și  $v_R = v_R(t)$ . Astfel, în regiunea de revenire, forma curentului invers se aproximează cu o dreaptă (linia punctată) care intersectează curba în punctul de 10% din valoarea finală de blocare în invers. Intersecția acestei drepte cu abscisa delimitează intervalul  $t_{FO}$ . Fabricantul de tiristoare dă în foaia de catalog curba  $t_{FO} = t_{FO}(dV_R/dt)$ , a cărei alură este prezentată [4] în figura 7.18 pentru cîteva tipuri de tiristoare produse la IPRS- Băneasa.

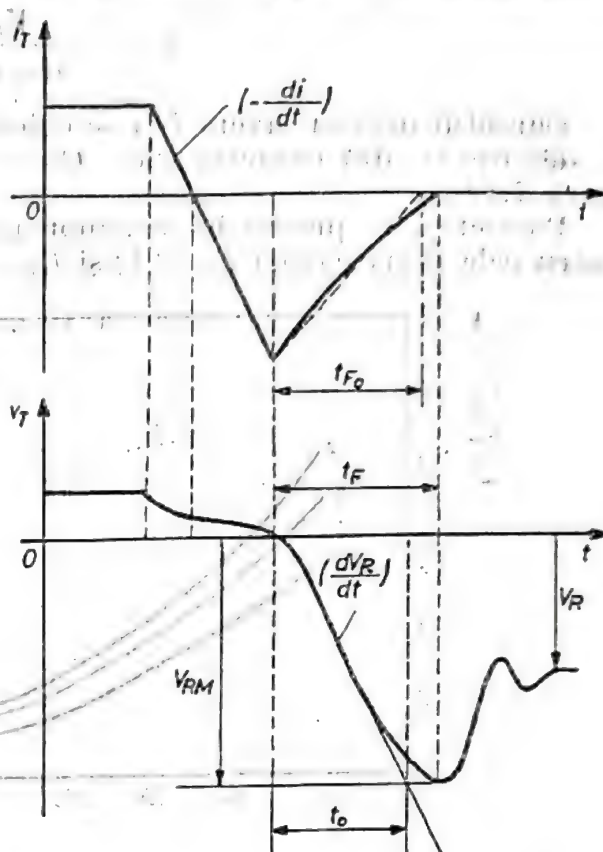


Fig. 7.17. Formele de undă ale curentului anodic și tensiunii anod-catod în procesul de stingere al unui tiristor.

Liniaizarea caracteristicii  $v_R = v_R(t)$  în intervalul de revenire conduce la definirea duratei  $t_0$ :

$$t_0 = \frac{V_{RM}}{|dv_R/dt|} \quad (7.5)$$

Curentul maxim invers  $I_{RM}$  se calculează cu formula (7.3) în care  $Q_s$  se determină din caracteristica  $Q_s = Q_s(ds/dt)$  dată în catalog (vezi figura 7.19).

Pierderea de putere la dezamorsare poate fi acum calculată direct pentru cele două cazuri  $t_{F0} < t_0$  și  $t_{F0} > t_0$ .

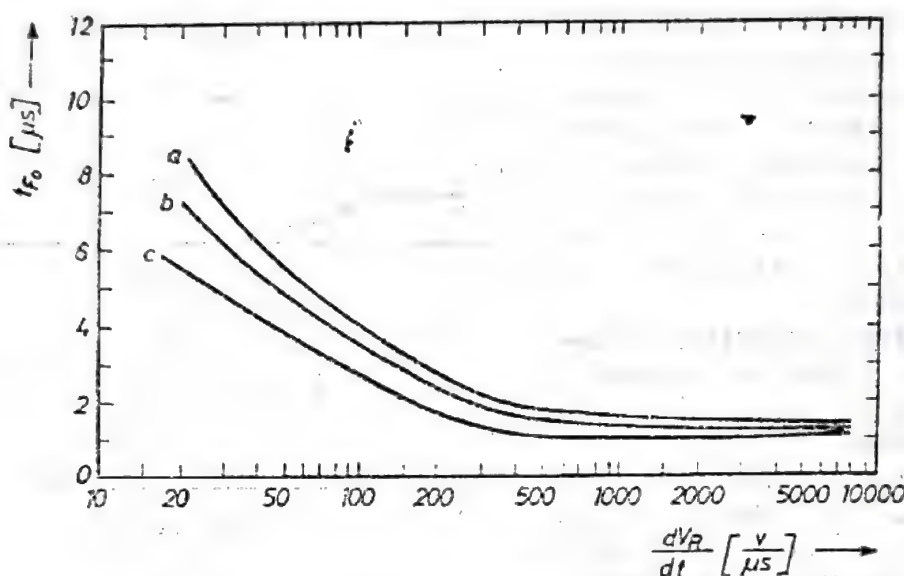


Fig. 7.18. Dependența impulsului  $t_{F0}$  în funcție de viteza de creștere a tensiunii inverse aplicată tiristorului. (a) T200F, (b) T63F, (c) T22F (IPRS-BĂNEASA).

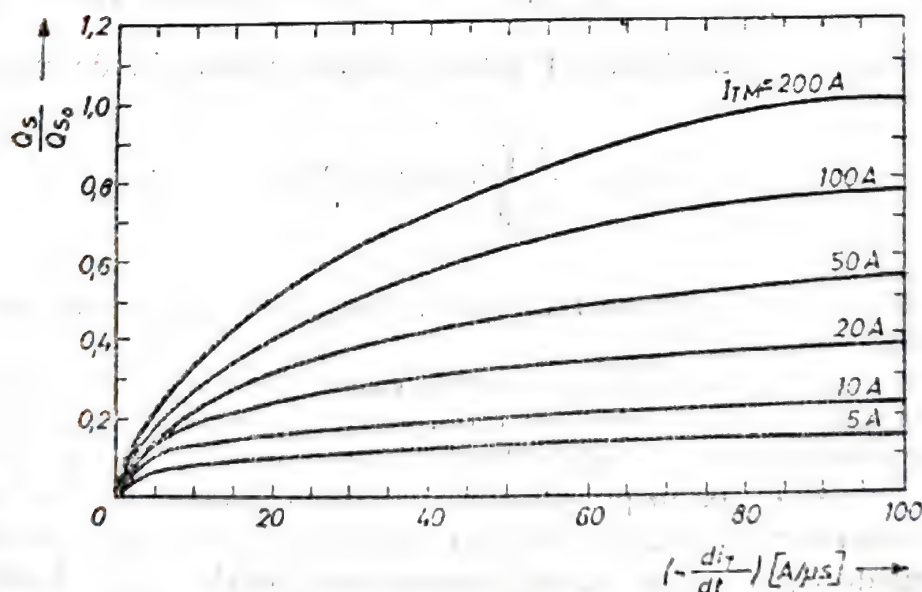


Fig. 7.19. Dependența valorii normale a sarcinii stocate în funcție de panta de cădere a curentului anodic de conducție al tiristorului. Normarea s-a făcut la  $Q_{s0}$ , care este valoarea de catalog a sarcinii stocate.



Cazul 1:  $t_{F0} \leq t_0$  (originea de timp se consideră în punctul de pe abscisă corespunzător lui  $I_{RM}$ ).

Din relațiile care aproximează dependențele  $i_R(t)$ ,  $v_R(t)$

$$i_R(t) = \begin{cases} I_{RM} \left(1 - \frac{t}{t_{F0}}\right) & t \leq t_{F0}, \\ 0 & t > t_{F0}, \end{cases}$$

$$v_R(t) = V_{RM} \frac{t}{t_0} \quad t \leq t_0,$$

rezultă în conformitate cu (7.4):

$$\begin{aligned} P_{RQ} &= \frac{1}{t_{F0}} \int_0^{t_{F0}} I_{RM} V_{RM} \frac{t}{t_0} \left(1 - \frac{t}{t_{F0}}\right) dt = \\ &= \frac{I_{RM} V_{RM} t_{F0}}{6 t_0} = \frac{I_{RM} t_{F0}}{6} \left| \frac{dv_R}{dt} \right| \end{aligned} \quad (7.6)$$

Cazul 2:  $t_{F0} > t_0$ . În acest caz (vezi figura 7.20) se poate scrie că

$$i_R(t) = \begin{cases} I_{RM} \left(1 - \frac{t}{t_{F0}}\right) & t \leq t_{F0}, \\ 0 & t > t_{F0}, \end{cases}$$

$$v_R(t) = \begin{cases} \frac{V_{RM}}{t_0} t & t \leq t_0 < t_{F0}, \\ V_{RM} & t > t_0 \end{cases}$$

și se obține expresia:

$$\begin{aligned} P_{RQ} &= \frac{1}{t_{F0}} \int_0^{t_{F0}} v_R(t) i_R(t) dt = \\ &= \frac{1}{t_{F0}} \int_0^{t_0} \frac{V_{RM}}{t_0} I_{RM} \left(1 - \frac{t}{t_{F0}}\right) t dt + \frac{1}{t_{F0}} \int_{t_{F0}}^{t_0} V_{RM} I_{RM} \left(1 - \frac{t}{t_{F0}}\right) dt = \\ &= \frac{V_{RM} I_{RM}}{t_{F0}} \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{3} \frac{t_0}{t_{F0}} \right) t_0 + \frac{V_{RM} I_{RM}}{2} \left( \frac{t_{F0} - t_0}{t_{F0}} \right)^2. \end{aligned}$$

Ținând cont că  $I_{RQ} = I_{RM} \left(1 - \frac{t_0}{t_{F0}}\right)$  se obține expresia finală:

$$P_{RQ} = \frac{V_{RM} t_0}{t_{F0}} \left( \frac{I_{RM}}{6} + \frac{I_{RQ}}{3} \right) + \frac{V_{RM} I_{RQ}}{2 t_{F0}} (t_{F0} - t_0) \quad (7.7)$$

Energia disipată se calculează cu relația

$$W_{Rq} = P_{Rq} t_{Fo}$$

și trebuie să fie în limitele date de producător.

În general se acceptă ideea că pierderea de putere la dezamorsare este distribuită pe întreaga suprafață a structurii. Dacă suprafața este contactată neuniform sau are defecte de prelucrare atunci energia este disipată local, în punctele de contact, producându-se o acumulare de căldură și apar puncte fierbinți care duc la distrugerea tiristorului.

Procesul de stingere este influențat favorabil de prezența în circuitul anodic, a unei inductanțe saturabile. Curentul de vîrf  $I_{RM}$ , este limitat la valoarea mai mică corespunzătoare curentului de saturație al inductanței astfel că puterea disipată pe tiristor scade substanțial. Totuși, deoarece în cazul folosirii inductanței sarcina în exces este aproximativ aceeași, timpul necesar evacuării este mai mare.

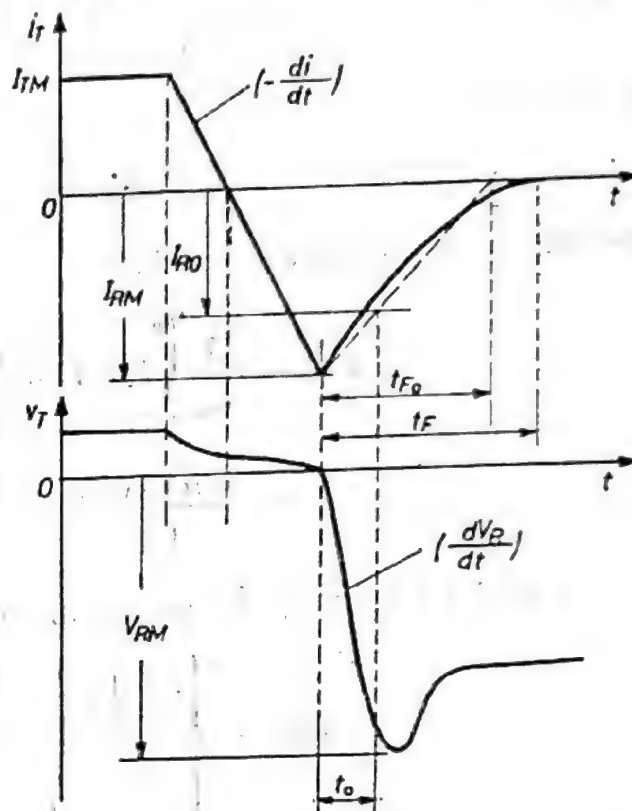


Fig. 7.20. Formele de undă ale curentului anodic și tensiunii anod-catod în procesul stingerii unui tiristor, în cazul  $t_{F0} > t_0$ .

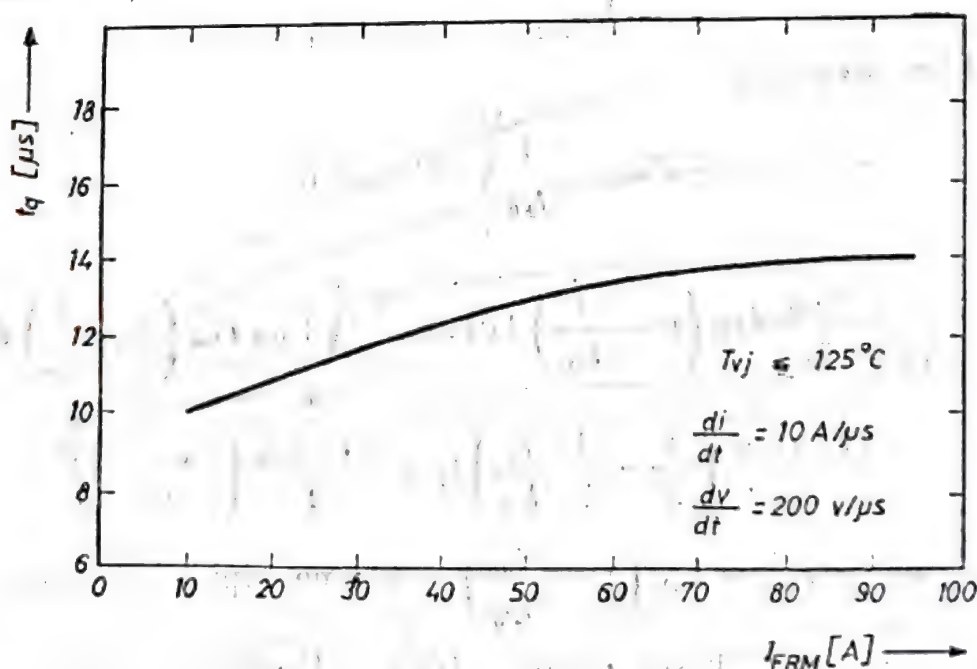


Fig. 7.21. Dependența timpului de stingere prin comutația circuitului,  $t_q$ , de amplitudinea curentului direct de conducție al tiristorului.



### 7.2.2. Influența circuitului extern asupra timpului de stingere. Tiristoare cu diodă în antiparalel

În continuare, prin *timp de stingere* se va înțelege *timpul de dezamorsare prin comutarea circuitului*, notat  $t_q$ , deoarece acesta este important pentru utilizatorul de tiristoare. Se reamintește că  $t_q$  este *intervalul minim de timp necesar tiristorului pentru a putea bloca o tensiune directă, fără a reintra în conducție*. Acest timp depinde de :

- curenul direct (vezi figura 7.21);
- tensiunea inversă aplicată (vezi figura 7.22);
- viteza de scădere a curenului direct (vezi figura 7.23).

Timpul  $t_q$  este dat în catalog pentru condiții de măsură specificate.

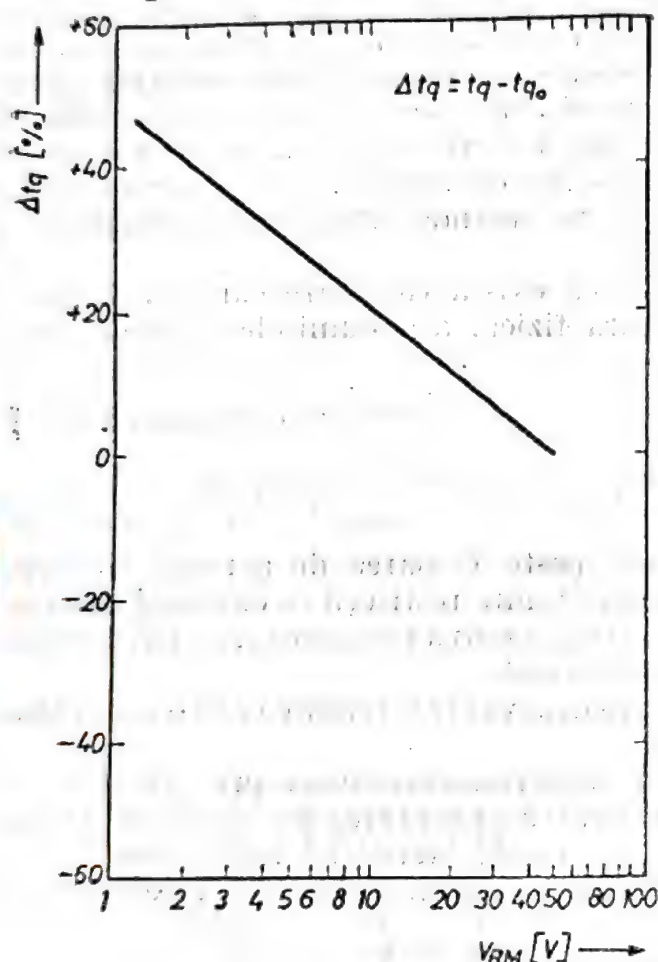


Fig. 7.22. Variația tipică a timpului de stingere prin comutația circuitului în funcție de tensiunea inversă anod-catod de stingere a tiristorului. Mărimea  $t_{q0}$  este valoarea de catalog a timpului de stingere a tiristorului prin comutația circuitului.

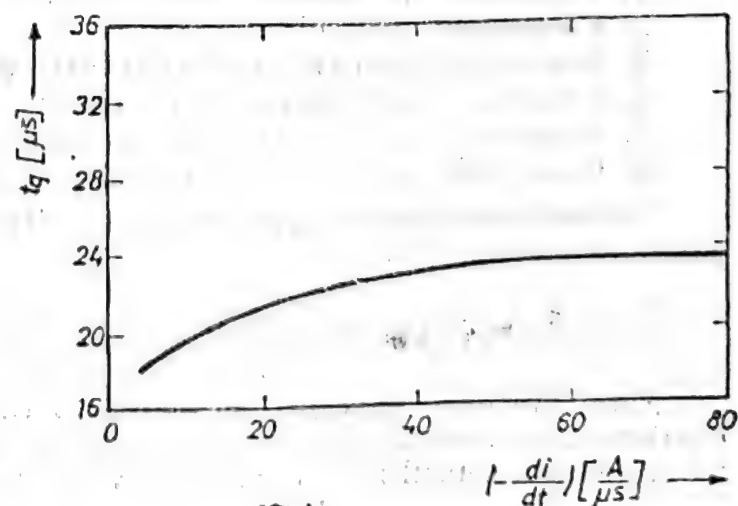


Fig. 7.23. Dependența timpului de stingere prin comutația circuitului în funcție de panta de scădere a curenului anodic de conducție.

Pentru frecvențe medii de lucru ale circuitului, timpul de comutație determină și rata de repetiție maximă a comutațiilor circuitului. Se recomandă utilizatorului să folosească tiristoare al căror timp de stingere prin comutație este mai mic decât timpul de comutație al circuitului ( $t_c$ ):

$$t_c = (1,3 \dots 1,5)t_q$$

În aplicație se va ține cont de condițiile specifice de lucru ale tiristorului și se vor determina restricțiile pe baza curbelor tipice date în catalog. Pentru a reduce energia disipată la dezamorsare, în circuitele cu comutație rezonantă se pune o diodă în antiparalel pe tiristor, astfel că tensiunea inversă aplicată tiristorului este limitată la valoarea tensiunii directe a diodei. Prezența diodei în circuit, pe lângă efectul favorabil de limitare importantă a puterii de comutație, creează și dezavantajul măririi timpului de stingere. La curenții mari care trec prin tiristor apar efectele inductive ale elementelor de legătură. Pentru minimizarea acestor efecte, dioda trebuie montată cât mai aproape de tiristor, fără a închide bucle de curent. Pentru puteri mari se recomandă utilizarea tiristoarelor și diodelor în capsulă disc.

În încheiere trebuie remarcat că există tiristoare care au dioda în antiparalel încorporată în structura fizică, așa numitele *tiristoare RCT* (Reverse Conducting Thyristor).

### 7.2.3. Metode de stingere forțată

Odată crescut curentul anodic peste valoarea de acroșaj, tiristorul nu mai poate fi stins decât aplicând anumite restricții în circuitul exterior. În principiu există două metode de bază pentru dezamorsarea tiristorului: *întreruperea curentului și comutația forțată*.

Prima metodă este directă și are dezavantaje majore care o fac nepractică în cele mai multe situații.

Comutația forțată constă în scăderea curentului prin tiristor sub valoarea de menținere prin transferarea curentului pe o cale adițională sau prin micșorarea curentului în sarcină. Metodele de stingere forțată se pot clasifica în clase distincte, în funcție de modul în care este comutată energia de către tiristor:

1. Comutație pe sarcină rezonantă.
2. Comutație prin circuit *LC*.
3. Comutație prin transfer alternativ de sarcină.
4. Comutație prin transfer de sarcină pe tiristor auxiliar.
5. Comutație prin impuls de la sursă externă.
6. Comutație prin anularea tensiunii anodice.

În continuare se va prezenta pe scurt fiecare metodă prin cîte un exemplu concludent.

#### 1. Comutație pe sarcină rezonantă.

Circuitul de bază este dat în figura 7.24. La amorsarea tiristorului, condensatorul este încărcat cu polaritatea indicată. Curentul prin circuit își inversează sensul iar tiristorul se va stinge. Condiția de comutație este



ca factorul de amortizare  $\zeta = R/2L$  să fie mai mic decât frecvența proprie de oscilație a circuitului  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  ( $R$  este rezistența totală a circuitului). Curentul este, în acest caz, o sinusoidă amortizată.

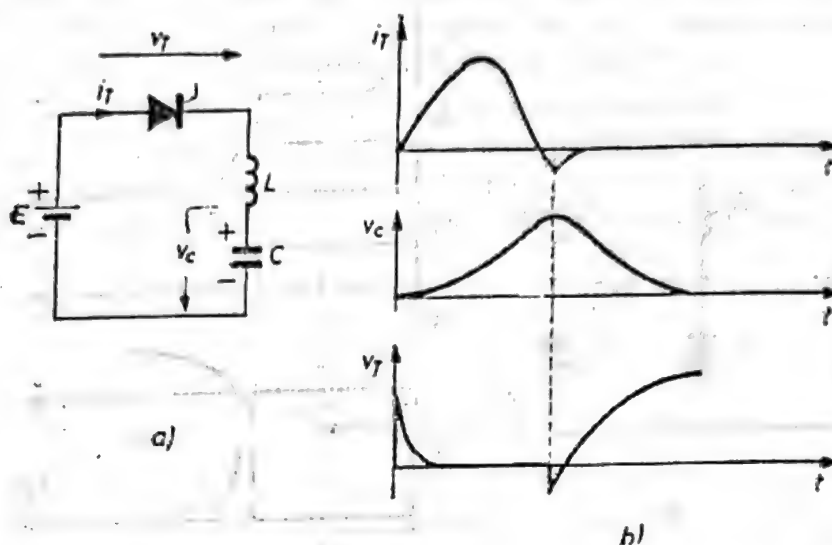


Fig. 7.24. Schema de principiu (a) a circuitului de stingere a tiristorului pe sarcină rezonantă și formele de undă caracteristice (b).

## 2. Comutație prin circuit LC

Figura 7.25 prezintă configurația de circuit. În paralel pe tiristor se află circuitul LC. Înainte de amorsarea tiristorului, condensatorul  $C$

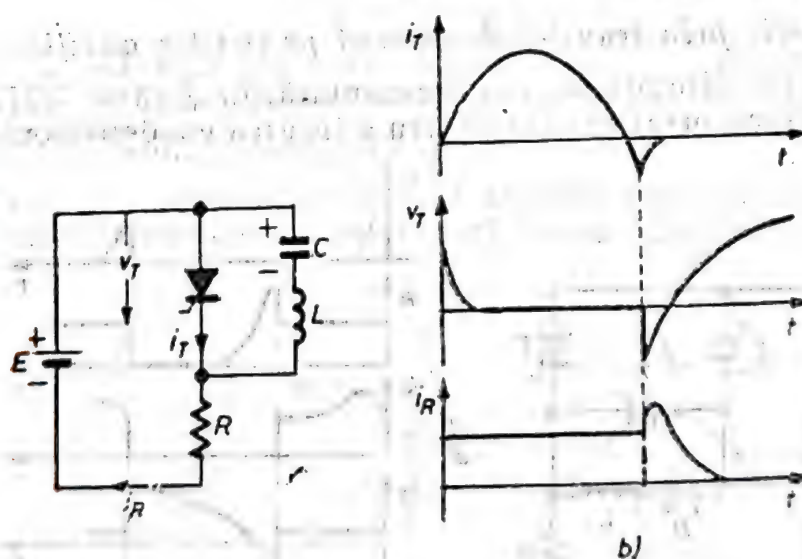


Fig. 7.25. Schema de principiu (a) a circuitului de stingere LC și formele de undă caracteristice (b).

se încarcă de la sursă cu polaritatea din figură. După intrarea în conducție a tiristorului prin sarcină curge curentul aproape constant  $I_R = E/R$ . Datorită regimului oscilant al circuitului rezonant LC, curentul prin tiristor devine negativ și tiristorul se blochează când curentul prin condensator este mai mare decât curentul prin sarcină.

### 3. Comutație prin transfer alternativ de sarcină.

Circuitul este prezentat în figura 7.26. Să presupunem că tiristorul  $T_2$  conduce. Condensatorul  $C$  este încărcat cu polaritatea din figură. Când

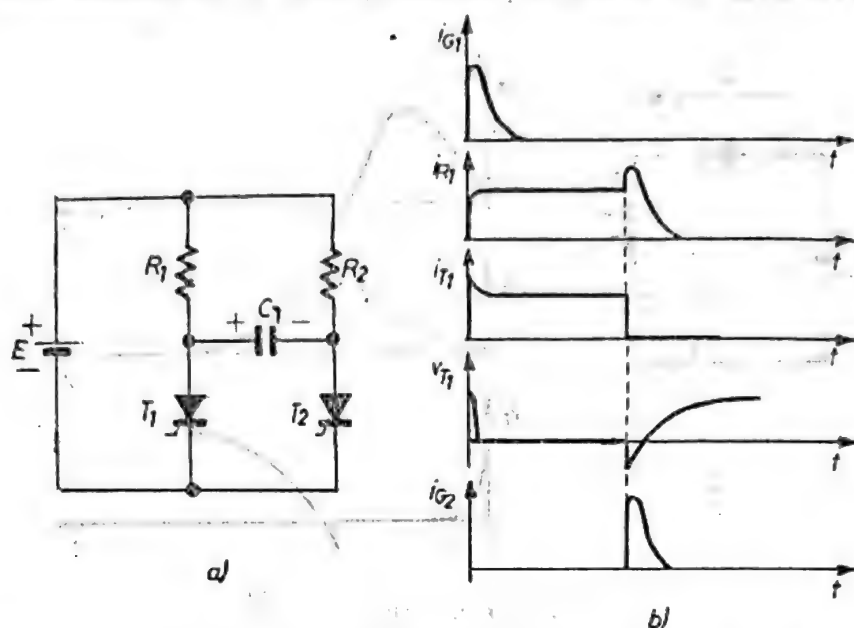


Fig. 7.26. Schema de principiu (a) a circuitului de stingere prin transfer de sarcină și formele de undă caracteristice (b).

tiristorul  $T_1$  primește impuls pe poartă, prin  $R_1$  se stabilește curentul constant  $I_{R1} = E/R_1$ ; curentul prin  $T_1$  este același cu  $I_{R1}$ , cu excepția intervalului scurt de la începutul conducerii când este mărit de curentul condensatorului care se descarcă pe calea  $R_2$ ,  $T_1$ . Condensatorul transferă sarcina pe  $T_1$  iar  $T_2$  iese din conducție.

### 4. Comutație prin transfer de sarcină pe tiristor auxiliar.

Configurația circuitului este prezentată în figura 7.27. Tiristorul auxiliar  $T_1$  este amorsat primul pentru a încărca condensatorul cu polari-

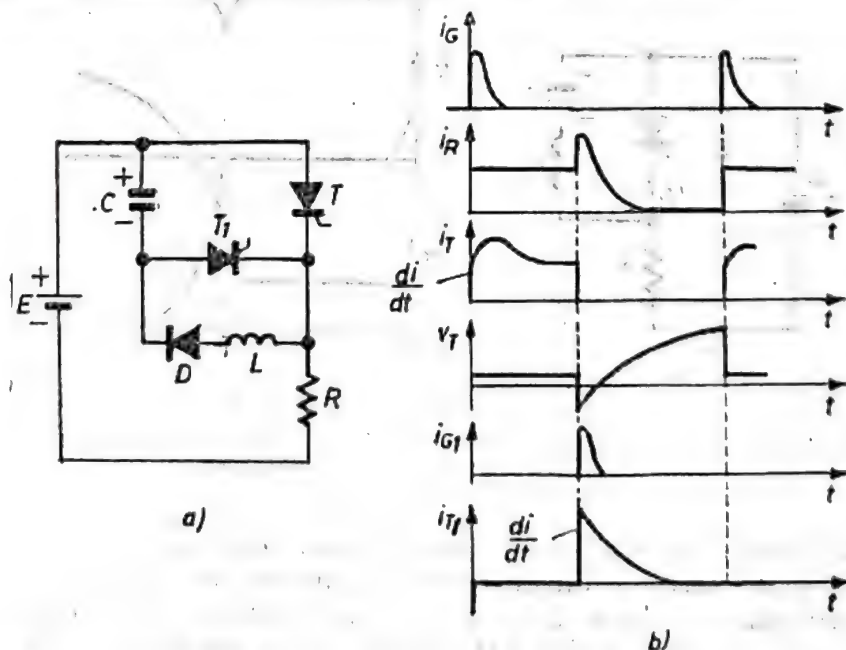


Fig. 7.27. Schema de principiu (a) a circuitului de stingere prin transfer de sarcină pe un tiristor auxiliar și formele de undă caracteristice (b).



tatea indicată.  $T_1$  se blochează datorită scăderii curentului prin condensator sub valoarea de menținere. Când  $T$  este amorsat, curentul prin el are două componente: componenta prin sarcina  $R$  și curentul de comutație prin circuitul  $L, D, C$ . Curentul de comutație încarcă invers condensatorul, tensiunea pe acesta fiind menținută de dioda  $D$ , care se blochează. Tiristorul  $T_1$  poate fi amorsat la orice moment de timp dorit astfel că  $T$  este șuntat de condensatorul  $C$  și se stinge.

#### 5. Comutație prin impuls de la o sursă externă.

Această comutație are loc prin aplicarea unui impuls negativ de tensiune pe terminalele anod-catod ale tiristorului (vezi figura 7.28). Când tiristorul este amorsat prin el va trece curentul de sarcină. Pentru a-l

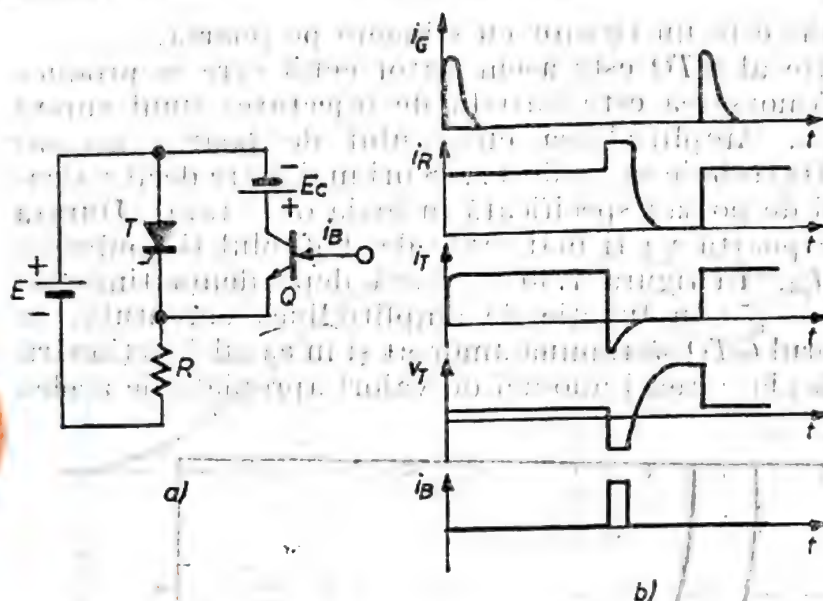


Fig. 7.28. Schema de principiu (a) a circuitului de stingere prin impuls din sursă externă și formele de undă caracteristice (b).

bloca la momentul dorit tranzistorul  $Q$  este saturat prin comandă cu un curent de bază, aplicându-se astfel o tensiune inversă pe tiristor.

#### 6. Comutația prin anularea tensiunii anodice.

Comutația prin anularea tensiunii anodice este numită și *comutație naturală*. Prin rezistența de sarcină (vezi figura 7.29) trece curent numai

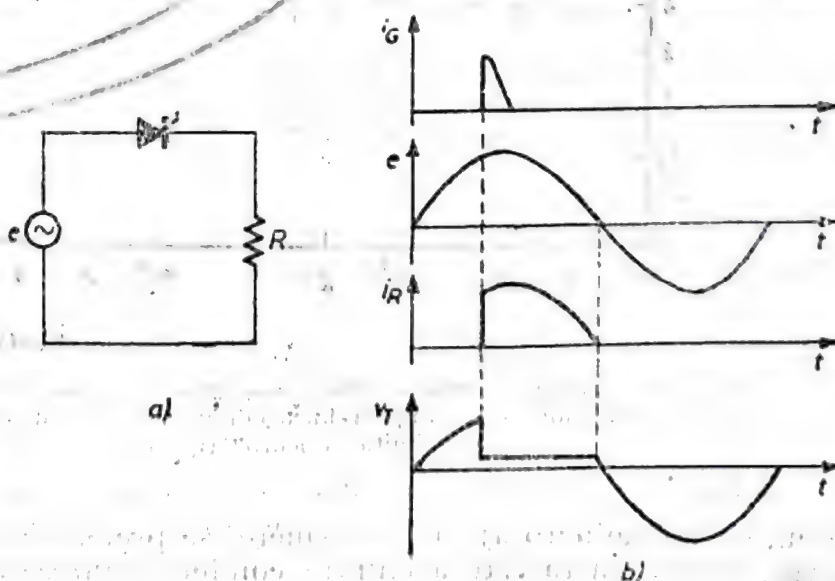


Fig. 7.29. Schema de principiu (a) a circuitului de stingere prin trecerea prin zero a tensiunii anodice și formele de undă caracteristice (b).

pe durata alternanței pozitive a tensiunii alternative a sursei. Tiristorul se blochează pe durata alternanței negative datorită polarizării inverse a anodului față de catod. Firește că durata semiciclului negativ trebuie să fie mai mare decât timpul de stingere al tiristorului.

### 7.3. Probleme specifice funcționării GTO

#### 7.3.1. Amorsarea GTO. Menținerea impulsului de comandă

*GTO* (Gate Turn-Off) este un tiristor cu stingere pe poartă.

Procesul de amorsare al *GTO* este asemănător celui care se produce într-un tiristor rapid. Amorsarea este inițiată de injectarea unui curent în poarta dispozitivului. Amplitudinea curentului de poartă necesar amorsării tiristorului *GTO* trebuie să fie de 4...8 ori mai mare decât valoarea minimă a curentului de poartă specificată în foaia de catalog. Durata minimă a curentului de poartă va fi mai mare decât dublul timpului de întârziere la amorsare,  $t_{ga}$ . În figura 7.30 se arată dependența timpului de întârziere la amorsare [5] în funcție de amplitudinea curentului de poartă. Pentru ca tiristorul *GTO* să rămână amorsat și în cazul funcționării (normale sau accidentale) la curenți anodici de valori apropiate de acelea

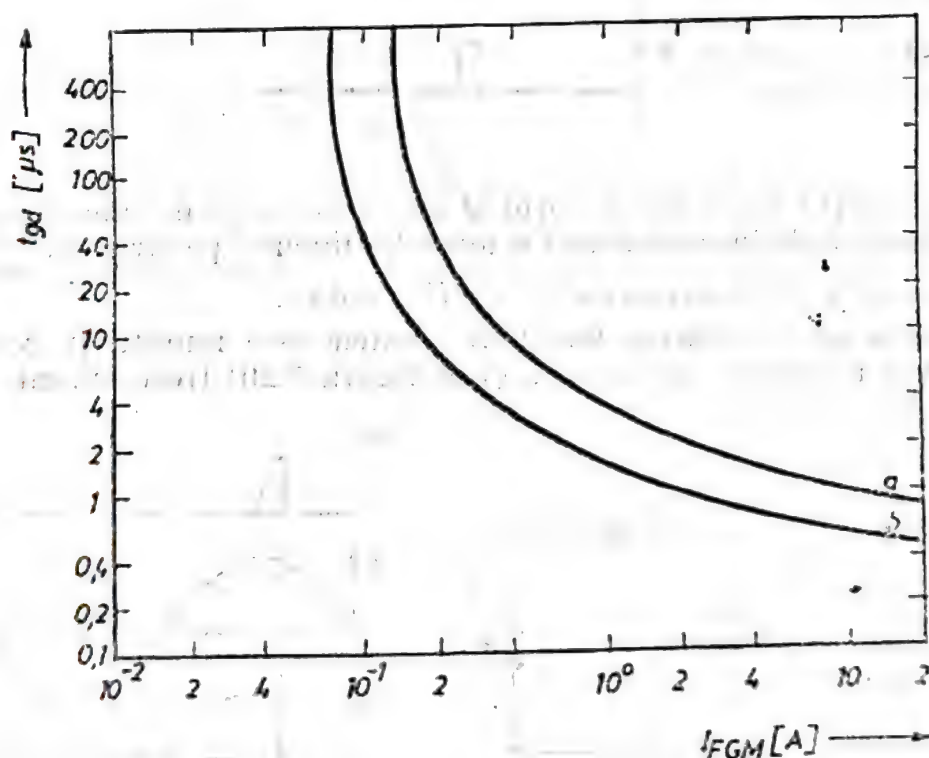


Fig. 7.30. Timpul de întârziere la amorsarea tiristorului *GTO* (gate turn-off thyristor) în funcție de amplitudinea curentului de comandă; (a) curba limită; (b) curba tipică.

ale curenților de acroșaj sau menținere, se preferă comanda continuă pe poartă. Prin aceasta este asigurată conducția întregii suprafețe a structurii. O valoare conservativă pentru curentul de comandă în această



stare este  $i_{FGL} = i_{GT}$ , unde  $i_{GT}$  este valoarea minimă a curentului de amorsoare specificată în catalog. Formele de undă tipice care apar la amorsoarea GTO se pot urmări în figura 7.31.

### 7.3.2. Stingerea GTO

Stingerea este, în mod normal, inițiată de aplicarea unui curent negativ de comandă, respectiv extragerea curentului din poartă.

Curentul principal de conducție scade gradat, așa cum se arată în figura 7.32. Se observă că, spre deosebire de tiristor, stingerea GTO nu

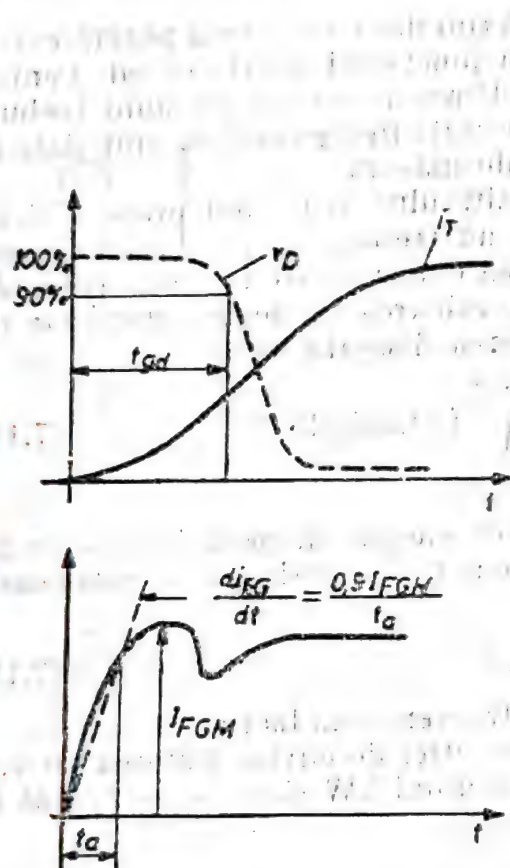


Fig. 7.31. Formele de undă tipice ale curentului anodic tensiunii anodice și curentului de poartă la amorsoarea tiristorului GTO.

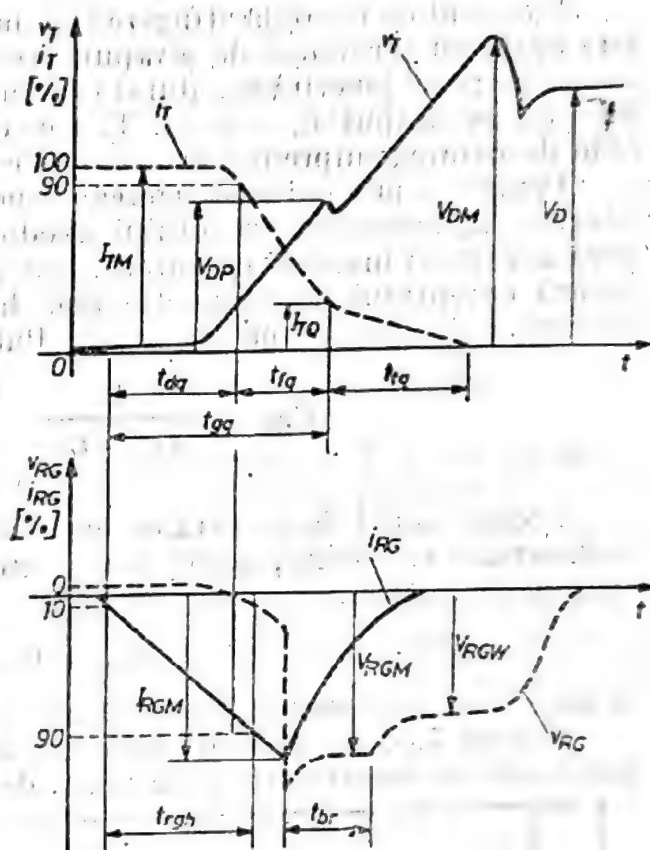


Fig. 7.32. Formele de undă tipice ale curentului anodic, tensiunii anodice, curentului de poartă și tensiunii de poartă la stingerea tiristorului GTO.

implică tensiune inversă anod-catod. Se definește factorul de câștig la stingere ca fiind raportul dintre curentul anodic și curentul de poartă capabil să stingă dispozitivul:

$$K_{off} = \frac{I_A}{I_G} \quad (7.8)$$

Valorile tipice ale factorului de câștig sînt cuprinse în intervalul 5...10. Este de dorit ca factorul  $K_{off}$  să fie mare pentru ca tiristorul GTO să poată fi stins cu un curent mic de poartă. Stingerea GTO este un proces bidimensional care constă în îndepărtarea sarcinii stocate în regiunea p a porții

în timpul conducției. Această sarcină este extrasă de curentul negativ de comandă. Conducția se aglomerează spre centrul joncțiunii de catod datorită polarizării inverse poartă-catod. Aglomerarea curentului de conducție se face într-o regiune din ce în ce mai mică dar finită, după care se produce extragerea sarcinii în exces cu curentul de poartă. Curentul negativ de comandă este limitat de străpungerea joncțiunii poartă-catod la valoarea  $I_{RGM}$ . Factorul de câștig maxim este determinat de condiția ca durata procesului de aglomerare a curentului de conducție să fie infinită [6]. Rezultă că valoarea maximă a curentului anodic ce poate fi stins este

$$I_{Amax} = K_{effmax} I_{RGM} \quad (7.9)$$

Factorul de câștig la stingere este maxim dacă tensiunea poartă-catod este egală cu tensiunea de străpungere a joncțiunii poartă-catod. Pentru a nu distruge joncțiunea, durata de aplicare a acestei tensiuni trebuie limitată la timpul  $t_{br} = 5 \mu s$ . Timpii definiți în figura 7.32 sînt dați în foile de catalog împreună cu condițiile de măsură.

Pentru a preveni distrugerea dispozitivului în timpul procesului de stingere, aglomerarea curentului anodic nu trebuie să conducă la depășirea densității maxime de curent. Puterea disipată este mare în perioada căderii curentului de conducție pînă la valoarea de regim staționar de blocare, adică în timpul  $(t_{fq} + t_{iq})$ . Puterea disipată este :

$$P_{DQ} = \frac{1}{t_{fq} + t_{iq}} \int_{(t_{fq} + t_{iq})} i_T(t) u_D(t) dt \quad (7.10)$$

Producătorul dă în catalog curbele de energie disipată în funcție de încărcarea tiristorului, astfel încît puterea medie disipată se calculează simplu cu relația :

$$P_{DQ} = W_{DQ} f_0 \quad (7.11)$$

în care  $W_{DQ}$  este energia disipată iar  $f_0$  frecvența de lucru.

Figura 7.33 prezintă un exemplu de astfel de curbe. Puterea de vîrf poate atinge valori extrem de mari, de ordinul kW și se concentrează în

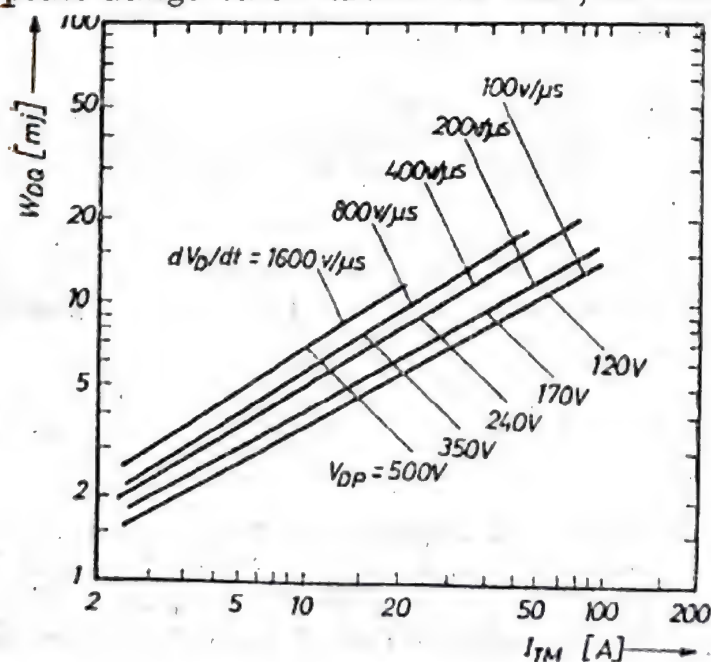


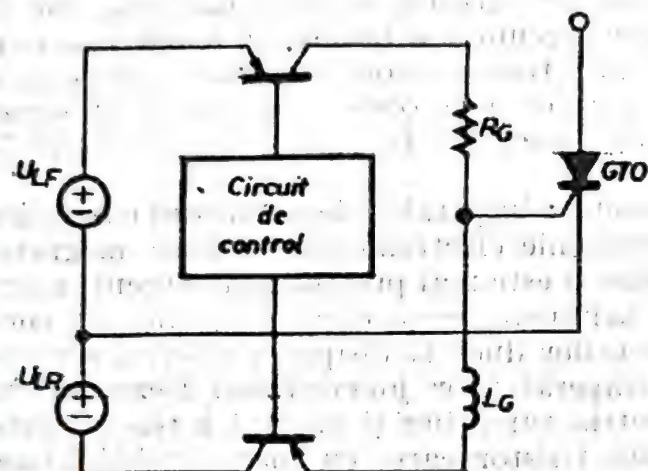
Fig. 7.33. Dependenta energiei de stingere a tiristorului GTO în funcție de curentul de conducție stins.



regiunile care se sting ultimele. Pentru acest motiv, curentul și tensiunea, în timpul procesului de stingere, nu trebuie să depășească valorile specificate de producător.

### 7.3.3. Circuite de stingere pe poartă

Schema de bază pentru generatorul de comandă este prezentată în figura 7.34. Generatorul de stingere trebuie să satisfacă următoarele condiții :



$$U_{LR} = (10 \dots 13)V,$$

$$I_{GEN} = 1,5 I_{RGM}, \quad (7.12)$$

$$\frac{dI_{RG}}{dt} = \frac{U_{LR}}{L_G},$$

$$t_{for} = \frac{I_{RGM} L_G}{U_{LR}}.$$

Fig. 7.34. Schema de principiu a generatorului de comandă a porții tiristorului GTO.

Tensiunea  $U_{LR}$  nu trebuie să depășească valoarea  $U_{RGW}$ .  $I_{GEN}$  este curentul maxim pe care îl poate da sursa de putere din generatorul de poartă.

Inductanța din circuitul de stingere are rolul de a stabili viteza de creștere a curentului de stingere și previne scăderea prea rapidă a acestuia cînd tiristorul se blochează. O inductanță prea mică scade curentul controlabil repetitiv prin tiristor (vezi figura 7.35). O valoare prea mare pentru  $L_G$

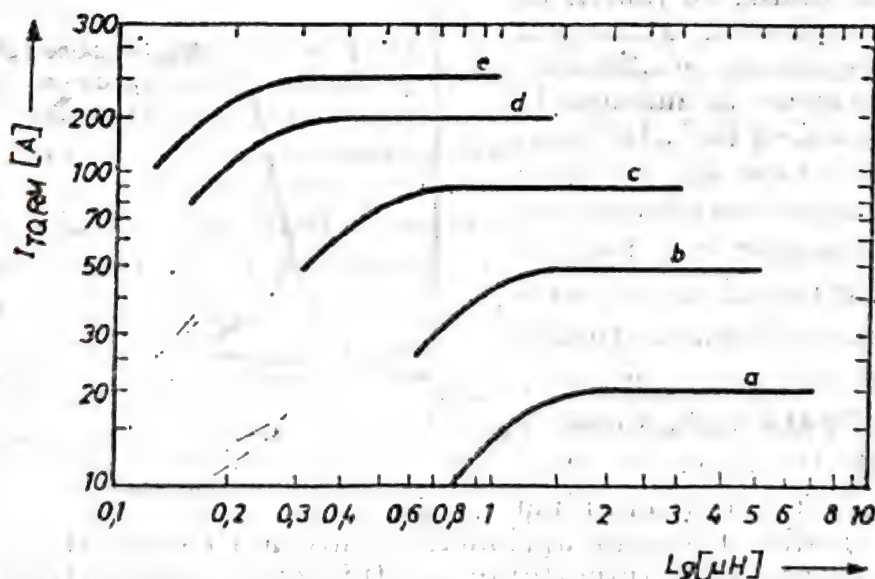


Fig. 7.35. Dependența curentului repetitiv anodic controlabil al tiristorului GTO în funcție de inductanța de stingere din circuitul de comandă a porții, pentru mai multe tipuri de tiristoare GTO.

lungeste timpul de stingere și crește atit tensiunea negativă de poartă cît și puterea disipată pe aceasta.

Circuitul de control trebuie să asigure comenzile pentru cele două sensuri ale curentului de poartă, în funcție de cerințele controlului puterii pe sarcina tiristorului.

#### 7.4. Conectarea în paralel a tiristoarelor

Numeroase aplicații cu tiristoare necesită curenți care nu pot fi transportați de un singur exemplar precum și o fiabilitate foarte ridicată. De aici apare necesitatea conectării tiristoarelor în paralel. Principala cerință pentru funcționarea în paralel este *egalizarea curentului direct de conducție pentru fiecare cale în parte, alit în regim dinamic cît și în regim static*.

Într-un sistem de ramuri conectate în paralel, dezechilibrul curenților prin ramuri este produs și de tensiunile electromotoare induse magnetic de fiecare curent în ramurile vecine și este mai pronunțat la curenți mari. Dezechilibrul este accentuat de neîmperecherea caracteristicilor de conducție. Împărțirea inegală a curenților duce la disiparea diferită a puterilor și la valori diferite ale temperaturilor joncțiunilor. Dezechilibrul temperaturilor accentuează asimetria curenților și inițiază o reacție pozitivă de ambalare termică a unui tiristor care, cu mare probabilitate, se va distruge.

##### 7.4.1. Caracteristici dinamice de amorsare. Tensiunea de prag la amorsare („finger voltage”)

Se poate spune că fiecare tiristor are un comportament specific, individual, care îl deosebește de alte exemplare din aceeași familie. *Cu alte cuvinte, identitatea presupusă a tiristoarelor este un factor de risc, acceptat în anumite limite, în funcție de caracterul aplicației.* Principiul de bază trebuie să fie „tiristoarele sînt gemene în măsura în care dorim noi să fie”. Intrarea în conducție este un fenomen tranzitoriu, comun ca mecanism fizic dar caracteristic fiecărui tiristor prin modul în care evoluează. Comportarea tiristorului în regim de amorsare se poate urmări în figura 7.36. Caracteristică este tensiunea de prag care reprezintă valoarea minimă tensiunii anodice necesară aprinderii sigure a tiristorului cu impuls de comandă pe poartă \*. Importanța acestui parametru crește în aplicațiile

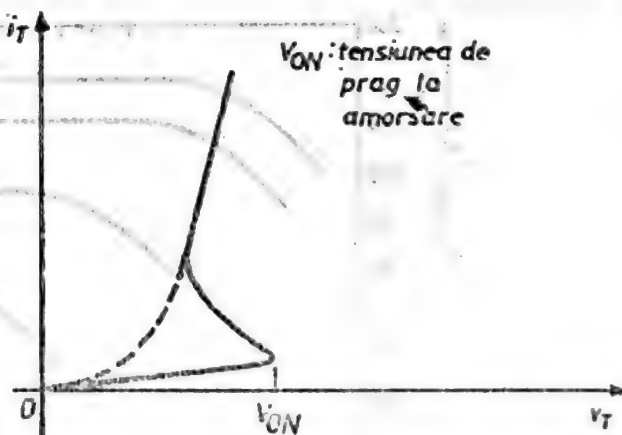


Fig. 7.36. Caracteristica anodică la amorsare a unui tiristor.

\* În literatura de specialitate de limbă engleză, tensiunea de prag este denumită *finger voltage*.



în care amorsarea tiristoarelor trebuie făcută la trecerea prin zero a tensiunii anodice. Din două tiristoare puse în paralel, se va amorsa primul cel cu tensiunea de prag mai mică, putând inhiba amorsarea celui alt. Efectul dat de tensiunea de prag se reduce dacă impulsul de comandă are amplitudinea suficient de mare (impuls „tare”).

#### 7.4.2. Distribuția dinamică și statică a curentului

Comportarea dinamică a două tiristoare legate în paralel se analizează pe baza caracteristicii de amorsare (se presupun caracteristicile din figura 7.37).

Amorsarea trebuie făcută la trecerea prin zero a tensiunii anodice. La comandă simultană, primul tiristor care intră în conducție este  $T_1$

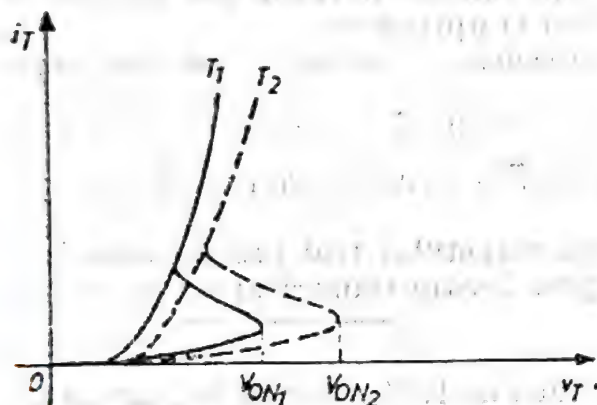


Fig. 7.37. Caracteristicile anodice la amorsare pentru compararea amorsării a două tiristoare conectate în paralel.

datorită valorii mult mai mici a tensiunii de prag  $V_{ON2}$ . Tiristorul  $T_2$  nu se va amorsa nici dacă durata impulsului de poartă este mai mare decât timpul de întârziere  $t_{qd}$  deoarece tensiunea de conducție a lui  $T_1$  este sub valoarea  $V_{ON2}$ . În situația în care diferența dintre  $V_{ON1}$  și  $V_{ON2}$  este mică iar valorile lor absolute sînt de asemenea mici, tiristorul care nu se amorsează sigur va fi cel cu timpul de întârziere mai mare decât durata impulsului de comandă. Impulsul de poartă trebuie să fie dat simultan tiristoarelor, iar forma să fie a unui impuls „tare”. Deoarece impedanța porții variază cu curentul anodic, sînt necesare tehnici de compensare prin inserierea unor rezistențe sau grupuri RC.

Impulsul de amorsare pe poartă trebuie să dureze mai mult decât timpul necesar curentului anodic pentru a crește la o valoare egală cu de cîteva ori valoarea de menținere, pentru fiecare tiristor în parte. Dispersia în  $I_H$  a tiristoarelor din aceeași familie este mare și un impuls scurt de comandă poate fi insuficient pentru a păstra în conducție tiristorul cu valoarea  $I_H$  cea mai mare dacă curentul anodic este mic. Această instabilitate determină distribuția neuniformă a curenților prin ramuri, în regim dinamic. O astfel de situație poate apare în circuitele de curent alternativ cu control de fază și în circuitele cu sarcină inductivă, deoarece în ambele cazuri creșterea curentului este lentă. Această situație se rezolvă folosind impulsuri de poartă cu durata egală cu timpul de conducție al tiristoarelor.

Dacă toate tiristoarele din grup sînt în conducție, curenții prin ramuri încă nu sînt egali datorită caracteristicilor statice directe diferite. După ce tiristoarele intră în regimul static de funcționare, se acceptă un dezechilibru între oricare doi curenți, raportat la curentul nominal, de maxim 10...15%.

### 7.4.3. Metode de echilibrare a curenților

Pentru uniformizarea curenților prin ramuri se folosesc două metode :

- împerecherea caracteristicilor de conducție ;
- echilibrare (egalizare) forțată.

*Prima metodă* este utilă atunci când se cunoaște dispersia caracteristicii de conducție. Pentru aceasta producătorul de tiristoare marchează pe fiecare exemplar clasa căderii de tensiune în direct, determinată la curentul maxim repetitiv de virf. Intervalul corespunzător unei clase este de maximum 50 mV. Deoarece curentul prin tiristor nu trebuie să depășească valoarea repetitivă maxim permisă astfel uniformitatea curenților utilizând tiristoare din aceeași clasă.

Conectarea tiristoarelor în circuit se va face astfel încît să se asigure aceeași temperatură de funcționare și egalizarea influențelor date de rezistențele elementelor de legătură (bare de conexiune, cabluri). Pentru curenți mari trebuie să se țină cont și de inductanțele parazite ale legăturilor întrucît acestea pot produce instabilități la aprindere.

Factorul de neîmperechere, în procente, se definește ca fiind egal cu  $\left(1 - \frac{I_T}{nI_{TM}}\right) \times 100\%$ , unde  $I_T$  este curentul, necesar în sarcină, prin ramurile paralele,  $I_{TM}$  curentul maxim admis printr-o ramură și  $n$  numărul ramurilor.

Această relație apreciază abaterea curentului real prin sarcină față de cel maxim care s-ar obține dacă prin fiecare ramură ar curge același curent maxim permis.

Dacă se dorește o echilibrare mai bună de 10% a curenților, iar caracteristicile de conducție ale tiristoarelor nu sînt împerecheate, atunci se folosește *metoda egalizării forțate*.

Această metodă constă în inserarea, pe fiecare ramură, a unui element care determină impedanța ramurii, insensibilizînd-o la împrăștierea caracteristicilor de conducție ale tiristoarelor. Circuitul de principiu corespunzător este indicat în figura 7.38. Dacă impedanța  $Z$  din fiecare ramură este mult mai mare decît impedanța tiristorului, atunci curenții sînt determinați practic de  $Z$ . Cînd  $Z$  se reduce la o rezistență, efectul egalizării este inefficient datorită pierderilor de putere pe rezistențe.

O tehnică de circuit mult mai eficientă se bazează pe folosirea bobinelor cuplate în raportul 1 : 1 (vezi figura 7.39). Cînd curentul prin  $T_1$  crește față de cel prin  $T_2$ , în  $L_1$  se induce o tensiune proporțională cu creșterea curentului și care se opune acestei creșteri. Tensiunea pe  $L_1$  se transferă bobinei  $L_2$ , cu polaritate inversă, tînzînd să crească curentul prin  $T_2$ . Se impune ca miezul magnetic să aibă pierderi cît mai reduse și o saturație foarte mare, pentru ca sensibilitatea miezului magnetic al transformatorului la variațiile mici ale curentului să fie maximă (variația fluxului să fie mare și rapidă). Pe o semiperioadă, în conducție, miezul magnetic nu trebuie să se satureze. Deoarece variației curentului cu  $\Delta i$  îi corespunde o neîmperechere cu  $\Delta v$  a celor două tiristoare, rezultă că schimbarea fluxului, pentru care nu trebuie să se ajungă în saturație, este  $\Delta \Phi = \Delta v \Delta t$ , unde  $\Delta t$  este semiperioada, adică  $\Delta t = \frac{T}{2}$ . Rezultă că :  $\Delta \Phi = \frac{T}{2} \Delta v = \frac{\Delta v}{2f}$ , fiind frecvența de lucru. Pentru un număr mai mare de tiristoare le-



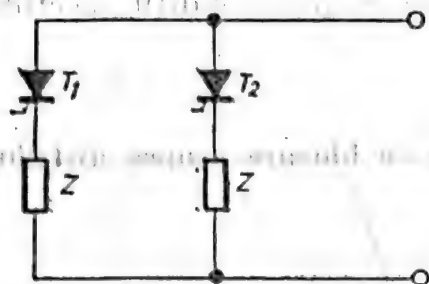


Fig. 7.38. Schemă de principiu pentru egalizarea forțată a curenților prin tiristoarele conectate în paralel.

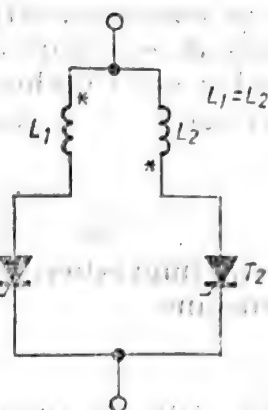


Fig. 7.39. Schemă de principiu pentru egalizarea forțată a curenților prin două tiristoare conectate în paralel utilizând bobine cuplate.

gate în paralel, bobinele se pot cupla ca în figurile 7.40 și 7.41 [1]. Aceste scheme de principiu oferă soluții pentru necesitățile de fiabilitate sporită și siguranță în exploatare ale echipamentelor care conțin tiristoare conectate în paralel.

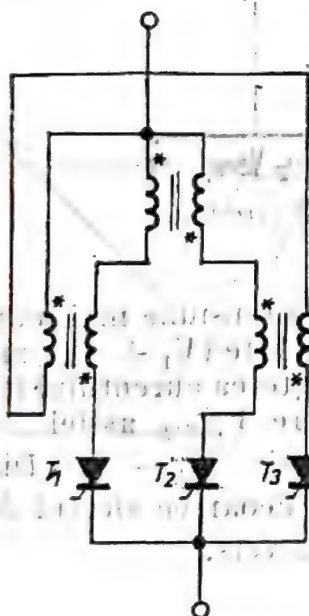


Fig. 7.40. Schemă de principiu pentru egalizarea forțată a curenților prin trei tiristoare utilizând transformatoare 1:1.

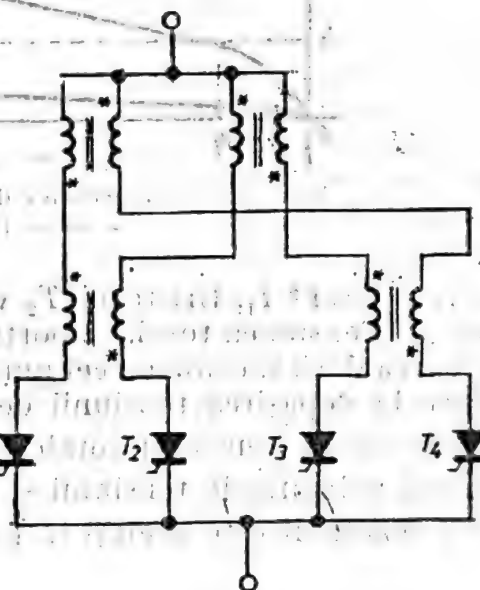


Fig. 7.41. Schemă de principiu pentru egalizarea forțată a curenților prin patru tiristoare conectate în paralel utilizând transformatoare 1:1.

## 7.5. Conectarea în serie a tiristoarelor

Conectarea în serie este necesară pentru blocarea unei tensiuni totale mai mari decât capacitatea în tensiune a unui singur tiristor. Funcționarea în serie este fiabilă dacă se iau măsuri pentru împerecherea carac-

teristicilor de amorsare, stingere și blocare ale tiristoarelor. Sînt necesare rețele externe de egalizare care compensează dispersia curenților reziduali, a capacităților joncțiunilor, a timpilor de întîrziere la amorsare și a timpilor de stingere. De asemenea, se impun condiții specifice comenzii pe poartă.

### 7.5.1. Efectul împrăstierii curenților de blocare asupra distribuției statice de tensiune

Într-un grup de tiristoare conectate în serie, cel care are curentul rezidual cel mai mic va suporta procentul cel mai mare din tensiunea de blocare. Considerînd caracteristicile ipotetice din figura 7.42 se observă

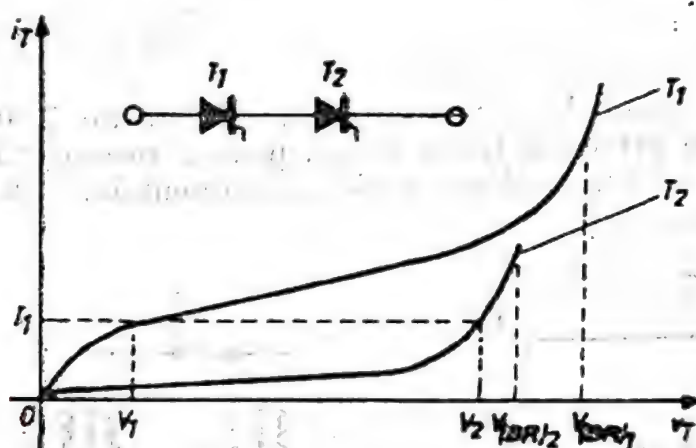


Fig. 7.42. Caracteristici de blocare nelperecheate a două tiristoare.

că la același curent  $I_1$ , tiristorul  $T_2$  va suporta o tensiune mai mare decît tiristorul  $T_1$ . Tensiunea totală suportată de grup este  $(V_1 + V_2)$ , mai mică decît valoarea dorită, egală cu cel puțin  $2V_2$ . Creșterea curentului în circuit poate duce la depășirea tensiunii de străpungere  $V_{(BR)2}$ , astfel încît este necesară limitarea tensiunii totale la aproximativ  $(V_1 + V_2)$ . Diagrama nu specifică polaritățile tensiunii și curentului deoarece efectul dispersie curenților reziduali este același în direct și în invers.

### 7.5.2. Efectul întîrzierii la amorsare și al sarcinii stocate asupra distribuției dinamice de tensiune

Diferențele între timpii de întîrziere la amorsare pot provoca instabilități ale tensiunii directe de blocare la inițierea aprinderii. Se consideră caracteristicile de amorsare din figura 7.43. Capabilitatea de blocare în direct pentru fiecare tiristor în parte este  $V_{DM}$  iar tensiunea sursei este  $2V_{DM}$ . După timpul  $t_1$ , primul tiristor nu mai blochează, întreaga tensiune a sursei fiind preluată de tiristorul  $T_2$ .



Același efect, de debalansare a tensiunilor inverse de blocare, îl are și neimperecherea timpilor de stingere. Se consideră caracteristicile ipotetice dinamice de stingere din figura 7.44. Evident că prin inseriere, se

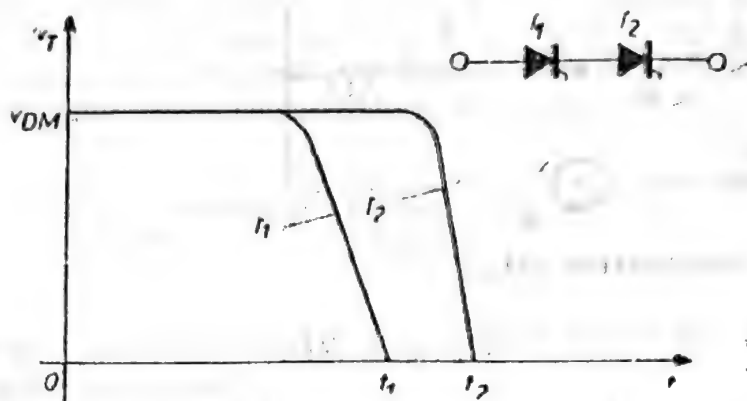


Fig. 7.43. Caracteristici de amorsare neimperecheate a două tiristoare.

obține o singură curbă de variație a curentului comun. În realitate diferența între caracteristicile de stingere nu este atât de pronunțată chiar

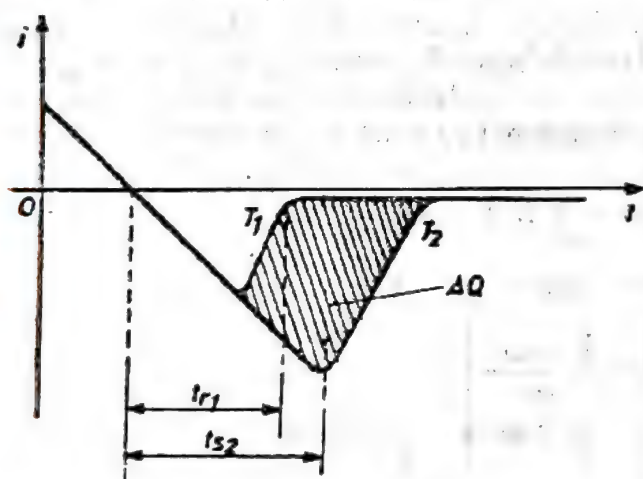


Fig. 7.44. Formele de undă a curenților anodici la stingere a două tiristoare conectate în serie

dacă tiristoarele sînt luate la întimplare. Datorită sarcinii stocate mici, tiristorul  $T_1$  își recapătă primul capabilitatea de blocare în invers și întreaga tensiune este susținută de el. Timpul de supraîncărcare este dat de durata în care excesul de sarcină  $\Delta Q$ , stocată de tiristorul  $T_2$ , este evacuat de curentul anodic de blocare al lui  $T_1$ . Prin urmare, într-un grup serie, tiristorul cu cel mai mic timp de stingere, va bloca, pentru o scurtă perioadă de timp, întreaga tensiune a sursei, în regimul de comutație.

### 7.5.3. Metode de egalizare statică și dinamică a tensiunilor

#### • Egalizarea statică

Pentru distribuția egală a tensiunilor de blocare pe tiristoarele inseriate se utilizează o rețea de rezistențe în paralel pe grupul dispozitivelor, după cum se arată în figura 7.45. Se presupune cazul cel mai defavorabil, al unui tiristor cu curent rezidual minim  $I_{D(R)min}$ , celelalte tiristoare avînd curenți reziduali maximi  $I_{D(R)max}$ . Tensiunea maximă permisă pe un dispozitiv este  $V_{D(R)M}$ , iar valoarea maximă pe grupul serie  $V_M$ . În ipotezele :

$$I_{D(R)1} = I_{D(R)min}, I_{D(R)2} = I_{D(R)3} = \dots = I_{D(R)n} = I_{D(R)max}$$

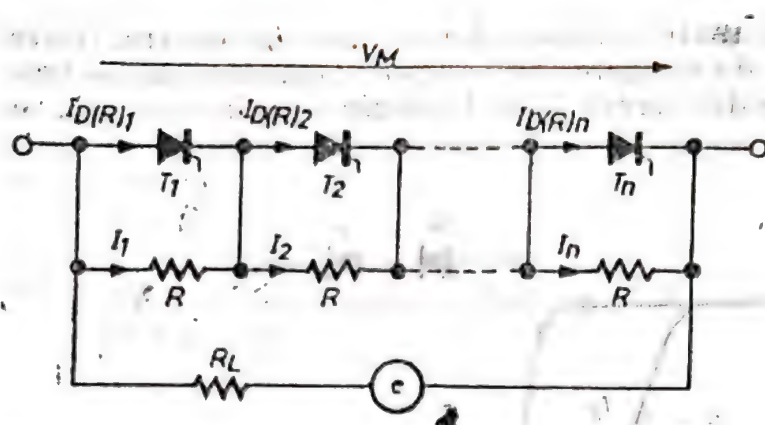


Fig. 7.45. Schema de principiu pentru egalizarea statică a tensiunilor de blocare a tiristoarelor conectate în serie.

se pot scrie următoarele relații :

$$V_{D(R)M} = RI_1,$$

$$V_M = V_{D(R)M} + (n - 1)RI_2,$$

$$I_{D(R)min} + I_1 = I_{D(R)max} + I_2.$$

Notind :

$$\Delta I_{D(R)} = I_{D(R)max} - I_{D(R)min},$$

urmează că :

$$I_2 = I_1 - \Delta I_{D(R)}$$

care introdus în expresia lui  $V_M$  conduce la :

$$V_M = V_{D(R)M} + (n - 1)R(I_1 - \Delta I_{D(R)}),$$

Înlocuind în relația anterioară

$$I_1 = \frac{V_{D(R)M}}{R}$$

se obține

$$V_M = nV_{D(R)M} - (n - 1)R\Delta I_{D(R)}.$$

Deoarece se impun  $V_M$  și  $V_{D(R)M}$  se poate determina expresia care dă valoarea rezistenței  $R$  care asigură echilibrarea tensiunilor de blocare :

$$R = \frac{nV_{D(R)M} - V_M}{(n - 1)\Delta I_{D(R)}} \quad (7.13)$$

În foile de catalog, producătorul dă numai valoarea maximă a curenților de blocare. Așadar, se poate considera  $I_{D(R)min} = 0$  și expresia pentru valoarea necesară a rezistențelor de egalizare devine :

$$R = \frac{nV_{D(R)M} - V_M}{(n - 1)I_{D(R)max}} \quad (7.14)$$



Deoarece rezistențele de egalizare consumă putere este natural să se urmărească minimizarea puterii disipate. Din acest motiv pentru un grup dat de tiristoare este utilă cunoașterea lui  $\Delta I_{D(R)}$  și utilizarea sa în formulă în locul lui  $I_{D(R)max}$  întrucât rezultă o valoare mai mare a lui  $R$ .

Pentru determinarea lui  $\Delta I_{D(R)}$  se recomandă măsurarea curenților reziduali la temperatura maximă a joncțiunii și tensiunea maximă de blocare. Ulterior se va verifica  $\Delta I_{D(R)}$  și la 25°C. Întrucât este posibilă o încălzire neuniformă a tiristoarelor în timpul funcționării, se recomandă ponderea lui  $\Delta I_{D(R)}$  cu un factor ales de proiectant. Puterea disipată pe o rezistență este :

$$P_d = \frac{(\text{valoarea eficace a tensiunii})^2}{R}$$

și se calculează pentru forma de undă particulară din circuit.

#### • Egalizarea dinamică

Egalizarea dinamică a tensiunilor se realizează prin grupuri  $RC$  plasate în paralel pe fiecare tiristor în parte (vezi figura 7.46). Intrarea tiristoarelor în conducție nefiind simultană, cel mai lent va prelua excesul de tensiune de la tiristoarele amorstate. Pentru a proteja tiristorul de supraîncărcare, excesul de tensiune este transferat impedanței de sarcină prin intermediul rețelei  $RC$  care injectează în aceasta curentul corespunzător tensiunii inițiale de blocare a tiristorului amorstat. Deoarece distribuția în  $t_{oa}$  este întâmplătoare, fiecare tiristor este grupat cu un condensator în paralel. Același condensator este util și pentru egalizarea în regim de stingere. Tiristorul cu timpul de revenire cel mai mic va suporta pentru scurt timp toată tensiunea sursei. Să presupunem de exemplu că  $T_1$

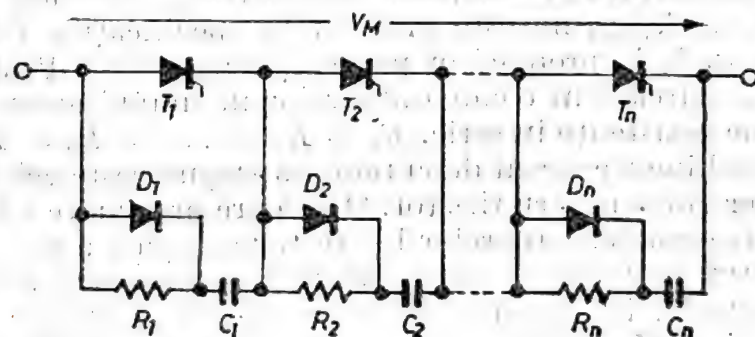


Fig. 7.46. Schemă de principiu pentru egalizarea dinamică a tensiunilor de blocare a tiristoarelor conectate în serie, utilizând rețele  $RC$ .

comută primul. Condensatorul  $C_1$  se încarcă începând din momentul în care curentul invers prin  $T_1$  începe să scadă spre valoarea de echilibru static, curentul de încărcare fiind furnizat de sarcina stocată în  $T_2$ . Când  $T_2$  evacuează complet sarcina în exces, începe încărcarea lui  $C_2$  cu curentul furnizat de  $T_3$  și procesul continuu până când ultimul tiristor,  $T_n$ , evacuează sarcina stocată, iar  $C_n$  se încarcă direct din sursa de tensiune prin cele  $n$  condensatoare înseriate. Firește că ordinea de stingere a tiristoarelor nu este cea presupusă arbitrar mai înainte, dar aceasta nu schimbă lucrurile. Importantă este încărcarea condensatorului  $C_1$  pe durata în care toate tiristoarele își recapătă capacitatea de blocare. Datorită sarcinilor stocate

diferite, condensatoarele nu se încarcă la tensiuni egale. Diferența maximă de tensiune este  $\Delta V_{max}$  și corespunde unui exces de sarcină  $\Delta Q_{max}$ . Tensiunea maximă pe condensatorul  $C_1$  este  $V_1 = \frac{V_M + (n-1)\Delta V_{max}}{n}$ , unde se presupune  $C_1 = C_2 = \dots = C_n$  și că în regim static tensiunile sînt perfect echilibrate. Tensiunea maximă pe condensatorul ce șuntează tiristorul cel mai lent este  $V_n = \frac{V_M - \Delta V_{max}}{n}$ .

Impunînd condiția ca  $V_1$  să nu crească peste tensiunea maximă de blocare  $V_{RM}$  a tiristorului, se obține că

$$\frac{V_M + (n-1)\Delta V_{max}}{n} \leq V_{RM}$$

sau

$$\Delta V_{max} \leq \frac{nV_{RM} - V_M}{n-1}$$

Deoarece

$$\Delta V_{max} = \frac{\Delta Q_{max}}{C}$$

rezultă că

$$C \geq \frac{(n-1)\Delta Q_{max}}{nV_{RM} - V_M} \quad (7.15)$$

Calculul capacității  $C$  impune cunoașterea excesului de sarcină  $\Delta Q_{max}$ . În general  $\Delta Q_{max}$  nu este precizat în specificațiile foii de catalog astfel că se va apela la producător pentru precizarea sa. Pentru limitarea curenților de descărcare ai condensatoarelor în timpul amorsării tiristoarelor se introduce rezistențe în serie,  $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R_p$ . Valoarea lor se alege astfel încît excesul de curent, suprapus peste cel de aprindere, să nu devină periculos pentru tiristor. O valoare prea mare a lui  $R_p$  micșorează eficacitatea condensatoarelor la creșterea rapidă a tensiunii directe. De aceea, pentru realizarea compromisului, se șuntează rezistența cu o diodă de comutație, iar valorile practice ale rezistenței se iau în gama 5...50  $\Omega$ .

Pentru a nu genera supratensiuni inverse mari de comutație dioda se va alege astfel încît raportul dintre timpul de cădere și timpul de stocare să fie maxim.

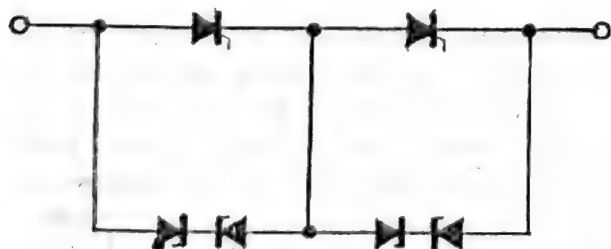


Fig. 7.47. Schemă de principiu pentru egalizarea tensiunilor de blocare a tiristoarelor conectate în serie, utilizînd diode cu avalanșă controlată.

Există aplicații în care puterea disipată pe rezistențele de egalizare statică a tensiunilor ajunge la o valoare nepermis de mare. În aceste cazuri, rezistențele sînt înlocuite de diode cu avalanșă controlată puse în opoziție (vezi figura 7.47). Tensiunea de avalanșă trebuie să fie puțin mai mică decît tensiunea de blocare specifi-



cată a tiristorului. De asemenea, în locul diodelor cu avalanșă controlată se pot utiliza varistoare.

Pentru a preveni apariția unor întârzieri suplimentare, este preferabil ca amorsarea tiristoarelor să se facă simultan, cu impuls tare, a cărui durată să asigure intrarea în conducție în cele mai grele condiții de sarcină. Dacă curentul de sarcină se poate anula pentru un moment al ciclului de conducție, atunci impulsul de poartă va fi extins pe toată durata conducției, limitind puterea la valorile permise.

## 7.6. Protecția la supratensiuni

Efectul supratensiunilor asupra dispozitivelor semiconductoare este, în majoritatea cazurilor, catastrofic, datorită energiei mari disipate fie în regim tranzitoriu, fie în regim continuu.

Tiristorul supus supratensiunilor se poate distruge într-un timp mai îndelungat printr-un proces de degradare lentă a structurii. Degradarea progresivă este rezultatul activării micilor imperfecțiuni ale structurii sub acțiunea repetată a supratensiunilor. În cazurile în care energia impulsului de supratensiune este foarte mare distrugerea tiristorului este instantanee. Mărirea siguranței în exploatare, a fiabilității sistemului și scăderea costurilor de reparații impun măsuri de protecție a tiristoarelor la supratensiuni. Aceste măsuri constau în :

- utilizarea, în toate aplicațiile, a tiristoarelor cu tensiuni de blocare de  $k$  ori mai mari decât tensiunea maximă care poate apărea, chiar și accidental, în circuitul electric respectiv. Uzual se ia  $k = 1,5 \dots 2,5$
- folosirea sistemelor de protecție individuală a tiristoarelor și globală a circuitului în care lucrează. Asigurarea protecției la supratensiune este obligatorie întrucât existența perturbațiilor nu este ipotetică, ele fiind produse de orice sistem care înmagazinează și transferă energie.

### 7.6.1. Generarea supratensiunilor în circuitele cu tiristoare

Identificarea surselor de supratensiuni este o problemă foarte importantă și, uneori, dificilă din cauza multiplilor factori perturbatori a căror acțiune este supusă hazardului. Nici evaluarea supratensiunilor prin metode statistico-matematice nu este eficientă căci distribuțiile probabilistice se schimbă în funcție de condiții.

Cauzele supratensiunilor se pot clasifica în *interne* și *externe*.

#### *Cauze interne*

Supratensiunile apar chiar din interiorul sistemului și se datorează modului particular de funcționare.

- *Comutarea pe sarcini inductive.* Aici se includ întreruperile curentului prin orice fel de sarcină inductivă : transformator, bobină, excitație de releu sau motor, indiferent de poziția acesteia în raport cu locul în care se efectuează întreruperea.

- *Scântei.* Acestea apar în circuitele de înaltă tensiune prin pierderea rezistenței de izolație datorită influenței factorilor de mediu (umezeală, praf, încărcare electrostatică).

● *Conectare directă la tensiuni mari.* Această situație se referă la punerea sub tensiune printr-o manevră manuală directă, care cuplează la o bornă sau un set de borne de tensiune un cablu, un conector sau alt element de legătură.

● *Interferențe cuplate capacitiv sau inductiv.* Prin modul de funcționare al unor componente, la comutația acestora apar în sistem variații rapide de potențial care prin elementele parazite de cuplaj se transmit dispozitivelor.

### *Cauze externe*

În cauzele externe se includ supratensiunile provenite din afara sistemului și care se propagă către acesta prin liniile de alimentare și/sau telecomunicații sau capacitiv/inductiv.

● *Conectarea directă la potențiale mari.* Supratensiunea provine din afara sistemului și i se transmite prin impedanța mare pe care sistemul o are la conectare. Se observă că aceeași sursă a fost evidențiată și la cauze interne, rezultând de aici dificultatea de a o discerne.

● *Comutații.* Comutațiile care apar în timpul funcționării unui sistem se pot propaga sub formă de perturbații pe linia de alimentare la care sînt cuplați și alți consumatori.

● *Interferențe inductive.* Dacă într-un punct de alimentare are loc un scurtcircuit întîmplător, pe liniile alăturate se induc supratensiuni de valori mari. Această problemă este extrem de importantă în cazul folosirii cablurilor de forță.

● *Interferențe electromagnetice.* În anumite condiții atmosferice, cîmpul electromagnetic terestru interferă brutal cu sistemul provocînd supratensiuni mari. Așa este cazul furtunilor cu descărcări electrice puternice cînd în linie pot apare tensiuni de mii de volți care se propagă și distrug sistemele neprotejate. O situație similară are loc în cazul puternicelor perturbații electromagnetice produse de explozii nucleare.

Cele mai frecvente cazuri de supratensiuni apar în rețelele de alimentare datorită comutațiilor efectuate de diverse echipamente. În rețeaua de 220 V apar supratensiuni pentru care se pot considera următorii parametri :

- amplitudine : pînă la 6000 V ;
- frecvența de bază 50 kHz...5 MHz ;
- durată : 0,1...100  $\mu$ s.

Lista prezentată nu este exhaustivă dar oferă posibilități de identificare a surselor de supratensiuni fără a apela la mijloace sofisticate de investigare. Este important să se observe că *este mai economic ca sistemul să fie protejat chiar dacă probabilitatea de apariție a perturbației este, aparent, neglijabilă, decît să ajungă în situația de a fi scos din funcție prin distrugere, afectînd astfel funcționarea întregului ansamblu.*

### **7.6.2. Circuite de protecție la supratensiuni. Protecția individuală și globală**

Protecția tiristorului la supratensiuni se realizează cu o rețea pasivă sau activă în paralel. Rețeaua este operativă numai la apariția supratensiunilor, în rest impedanța ei este practic infinită.



Circuitul de protecție cel mai folosit este grupul  $RC$ , conectat așa cum se indică în figura 7.48. Grupul  $RC$  prezintă și avantajul de a facilita amorsarea tiristorului pe sarcina inductivă datorită curentului de descărcare al condensatorului. Acțiunea protecției se bazează pe înmagazinarea virfului de energie în condensator și apoi eliberarea ei pe o durată mult mai mare, amortizând astfel supratensiunea.

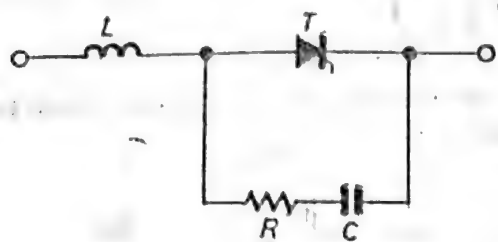


Fig. 7.48. Schema de protecție individuală la supratensiuni a tiristorului utilizând rețeaua  $RC$ .

Modelarea funcționării ține cont de inductanța efectivă  $L$  a circuitului; în esență este vorba de analiza răspunsului circuitului  $R, L, C$  la un semnal treaptă. Rezultatele acestei analize sînt prezentate în figura 7.49.

Determinarea elementelor circuitului de protecție implică parcurgerea următoarelor etape:

- se determină factorul de amortizare  $\zeta$ . Pentru aceasta se citește pe curba  $V_p/V_s$  din figura 7.49 factorul de amortizare corespunzător supratensiunii admise;

- se calculează constanta de timp  $RC$ , folosindu-se nomograma din figura 7.50. Dreapta determinată de punctele:  $A \left( \frac{dv}{dt} / V_s \right)$  și  $B(\zeta)$  intersectează linia  $RC$  în  $M$  a cărei coordonată este constanta dorită;

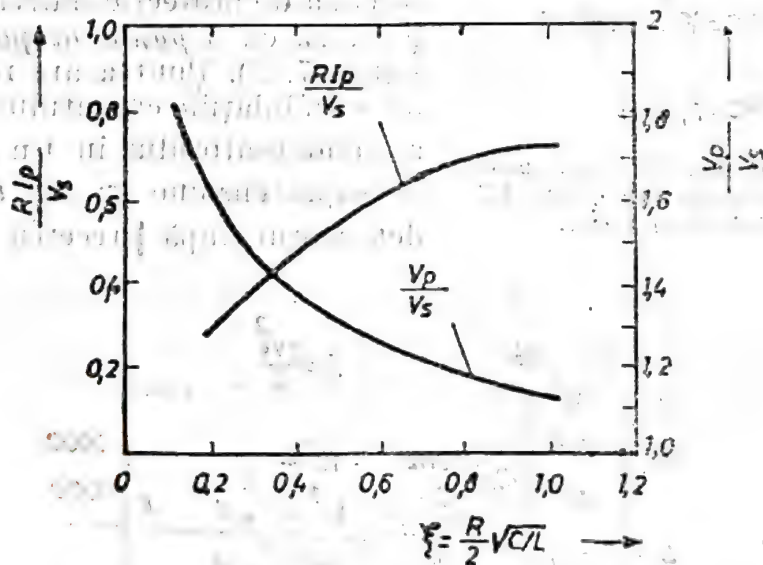


Fig. 7.49. Curbele pentru determinarea parametrilor care descriu comportarea circuitului serie  $R, L, C$  la semnalul treaptă.  $I_p$  este curentul maxim permis prin rezistența  $R$  din rețeaua de protecție,  $V_p$  supratensiunea care apare în circuit,  $V_s$  tensiunea sursei,  $\zeta$  factorul de amortizare. Valoarea factorului de amortizare se ia în gama  $0,5 \dots 1$  (în conformitate cu verificările experimentale [1]).

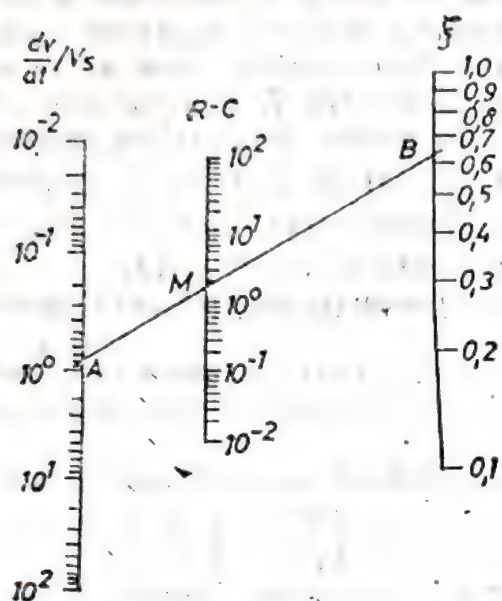
- se calculează rezistența  $R$ . Din curba  $\frac{RI_p}{V_s}$  în figura 7.49 se determină expresia  $\frac{RI_p}{V_s}$  corespunzătoare lui  $\zeta$ . Pentru  $I_p$  se alege o

valoare limită, ce ulterior poate fi reajustată printr-un calcul iterativ. Se calculează  $R$ :

$$R = \left( \frac{RI_p}{V_s} \right)_{\text{grafic}} \cdot \left( \frac{V_s}{I_p} \right)$$

• se calculează valoarea condensatorului  $C$ :

$$C = \frac{(RC)}{R};$$



$$\left( \frac{dV}{dt} \cdot \frac{1}{4V_s} \right) RC = \xi^2; 0 \leq \xi < 1$$

$$\left( \frac{dV}{dt} \cdot \frac{1}{4V_s} \right) RC = 1; \xi = 1$$

Fig. 7.50. Nomograma utilizată pentru determinarea constantei de timp  $RC$  a circuitului de protecție.

• se determină puterea disipată de rețeaua de protecție folosindu-se nomograma din figura 7.51 [1]. Se fixează punctele  $D(C)$  și  $E(V_s)$  care se unesc și intersecția dreptei  $DE$  cu axa  $J_c$  este punctul  $F$ , care se va proiecta pe axa frecvențelor în  $G$ .

Proiecția verticală a lui  $G$  pe scala Watt determină puterea disipată maximă.

În aplicații de foarte mare putere rețeaua de protecție individuală se completează cu o punte de polaritate (vezi figura 7.52). Puntea are rolul de a reduce ondulațiile curentului de încărcare al condensatorului în timpul regimului de supratensiune iar  $R_1$  descarcă condensatorul după trecerea perturbației.

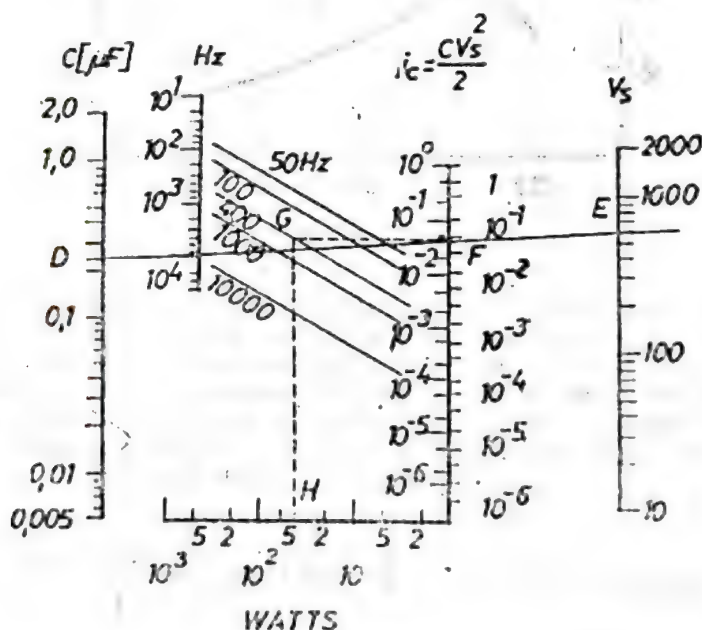


Fig. 7.51. Nomograma utilizată pentru calculul puterii disipate de rețeaua  $RC$  de protecție.



Puntea trebuie să suporte curentul inițial mare care trece prin condensator.

În aplicații se utilizează și *protecția globală pentru reducerea încărcării tranzitorii a tiristoarelor*. Protecția globală amortizează perturbațiile propagate pe linia de alimentare a circuitului și cele produse de sarcină în timpul funcționării.

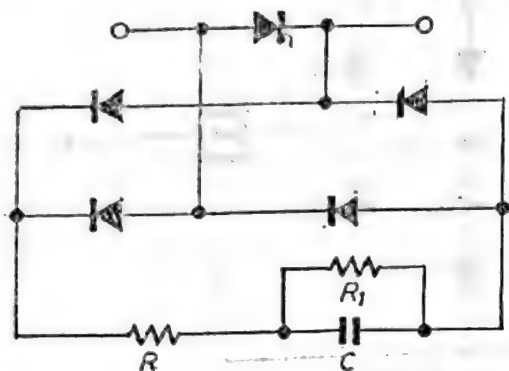


Fig. 7.52. Schema de principiu pentru protecția individuală a tiristorului cu punte și rețea RC.

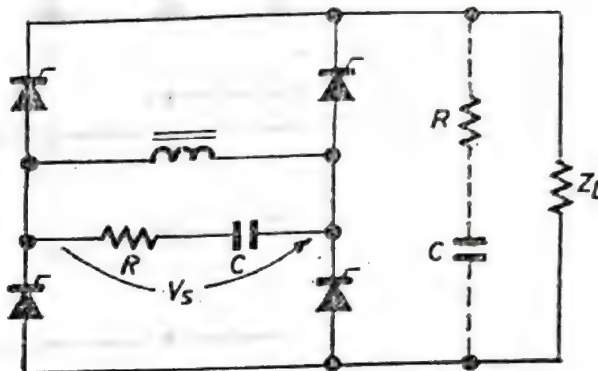


Fig. 7.53. Schema de principiu pentru protecția globală a circuitelor cu tiristoare, utilizând rețeaua RC.

Circuitul cel mai simplu este grupul  $RC$  conectat în paralel pe modulul cu tiristoare, la intrare sau/și la ieșire. Un exemplu este dat în figura 7.53. Supratensiunile apar la cuplarea transformatorului la rețea și la întreruperea curentului în primar. Condensatorul se calculează [1] cu relația:

$$C \geq 10 \frac{P}{V_s^2} \cdot \frac{60}{f} (\mu F)$$

unde  $P$  este puterea transformatorului în VA,  $V_s$  valoarea eficace a tensiunii în secundarul transformatorului (în V) și  $f$  frecvența rețelei în Hz.

Rezistența necesară pentru asigurarea amortizării se calculează cu relația

$$R = 2\zeta \sqrt{\frac{L}{C}}$$

unde  $\zeta$  este factorul de amortizare determinat din diagrama 7.49 pe baza supratensiunii estimate iar  $L$  este inductanța efectivă a circuitului.

Pentru un sistem trifazat grupul de protecție se conectează între faze sau între fiecare fază și nul, pe secundarul transformatorului, în funcție de configurația acestuia.

Figura 7.54 prezintă un exemplu de circuit de protecție globală la supratensiuni generate de sarcină. În condiții normale tiristoarele  $T_1$ ,  $T_2$  sînt blocate. Cînd tensiunea pe motor crește peste o limită prestabilită prin tensiunea de avalanșă a diodelor  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $T_1$  și  $T_2$  intră în conduc-

ție șuntind sarcina prin rezistențele  $R_3$ ,  $R_4$ . De îndată ce supratensiunea dispăre, tiristoarele  $T_1$ ,  $T_2$  sînt dezamorsate de trecerea prin zero a tensiunii rețelei.

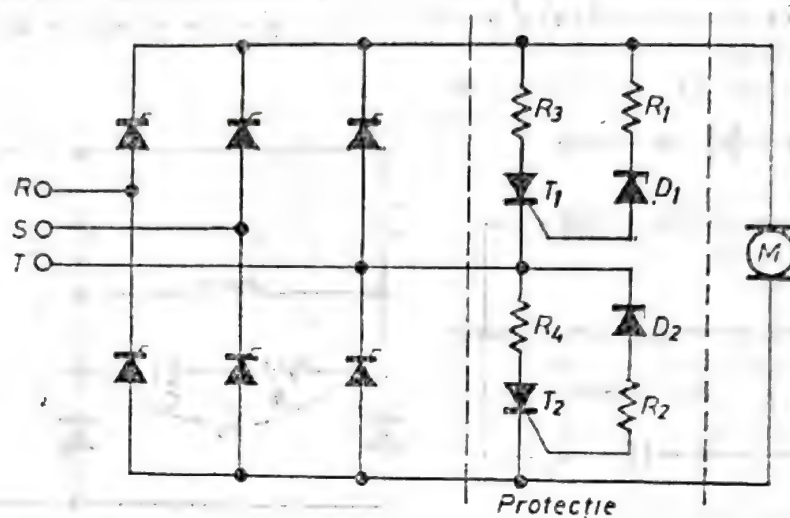


Fig. 7.54. Schema de principiu pentru protecția globală a circuitelor cu tiristoare la supratensiunile generate de impedanța de sarcină.

### 7.6.3. Limitarea pantei de creștere a tensiunii de blocare

În regimul dinamic de aplicare a tensiunii directe de blocare, capacitatea joncțiunii centrale este încărcată cu un curent proporțional cu viteza de creștere a tensiunii, putînd produce amorsarea tiristorului. Intrarea în conducție prin efect  $dv/dt$  este considerată parazită și trebuie evitată prin reducerea pantei de creștere sub limita maximă, garantată de producător. Pentru aceasta se folosește rețeaua supresoare din figura 7.48. Modul de proiectare al acestei rețele a fost descris în § 7.6.2.

### 7.6.4. Dispozitive de protecție a supratensiuni. Limite de utilizare

Circuitele de protecție folosesc diverse tipuri de componente, grupate în rețele al căror grad de complexitate este impus de nivelul cerut al protecției. Astfel de componente sînt: rezistențe, condensatoare, bobine, diode cu avalanșă, supresoare cu seleniu, varistoare.

*Supresorul* este un dispozitiv activ care poate înmagazina, pentru timp foarte scurt, puteri mari de ordinul a zeci de kW. Supresorul limitează tensiunea aplicată la bornele sale la valoarea de străpungere a structurii. La atingerea tensiunii de străpungere impedanța supresorului scade brusc de la o valoare foarte mare, practic de gol, la o valoare mică corespunzătoare curentului determinat de impedanța circuitului exterior supresorului. În figura 7.55 este prezentată caracteristica tipică curent-tensiune a supresorului. Se remarcă simetria foarte bună a caracteristicii.

*Supresorul cu seleniu* se obține prin dispunerea în opoziție a două redresoare cu seleniu.



Varistorul este o structură polieristalină obținută prin presarea unor pulberi ceramice. Tensiunea de străpungere și puterea disipată ale varistorului sint controlate tehnologic prin dimensiunile structurii: grosime și diametru.

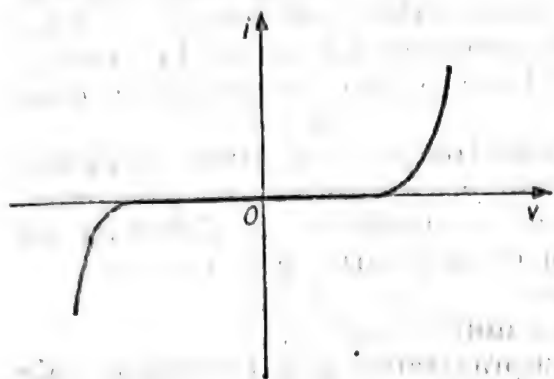


Fig. 7.55. Forma caracteristicii statice tipice, curent-tensiune a dispozitivului activ supresor.

Alegerea supresorului se face în funcție de :

- *tensiunea eficace maximă* care se va aplica pe supresor. Pentru tensiuni nesinusoidale se consideră valoarea repetitivă de vîrf ;
- *supratensiunea estimată*. Pe această bază se va determina curentul maxim prin supresor, din caracteristica  $V-I$  ;

- *energia absorbită*. Energia înmagazinată în supresor este  $W = \frac{1}{2} LI_M^2$  unde  $I_M$  este amplitudinea curentului presupus sinusoidal, iar  $L$  este inductanța circuitului. Pentru curenți nesinusoidali, energia disipată de supresor se calculează cu relația  $W = \int L i di$ . Supresorul se va alege astfel încît capacitatea sa energetică să fie mai mare decît valoarea calculată,  $W$  ;

- *puterea disipată*. Pentru pulsuri repetitive, puterea disipată medie este  $P = fw$  în care  $f$  este frecvența de repetiție iar  $w$  este energia pe puls. Această putere trebuie să fie mai mică decît limita dată în foaia de catalog.

Diodele cu avalanșă controlată trebuie să suporte puterile foarte mari, de ordinul kW, pe durata pulsurilor de supratensiune.

Alegerea supresorului se va face astfel încît energia disipată pe el în timpul funcționării să nu depășească energia maximă admisă specificată de producător. Se insistă ca atît puterea disipată pe supresor cît și durata pulsului de putere (sau numărul pulsurilor de putere) să se încadreze în limitele indicate în foaia de catalog.

## 7.7. Protecția la supra curent

Capacitatea tiristorului de a conduce curenți mari este limitată de posibilitățile de evacuare a căldurii disipate, deci de menținere a temperaturii joncțiunii la valori nepericuloase. Curentul de suprasarcină accidentală reprezintă valoarea maximă pe care o poate susține tiristorul în

conducție. Din motive legate de măsurarea suprasarcinii folosind rețeaua, durata acestui curent este limitată la 10 ms.

Într-un circuit oarecare pot apare curenți foarte mari, a căror amplitudine depășește pe timpi foarte scurți valoarea de suprasarcină sau numărul de impulsuri este superior celui suportat de tiristor la amplitudinea respectivă. Întotdeauna este posibilă estimarea curentului maxim accidental care trece prin tiristor, analizând defecțiunile ce pot apare în circuit. Necesitatea protecției la supracurenți decurge din următoarele considerente :

- a) protejarea dispozitivelor semiconductoare și a altor elemente electrice la încălziri excesive și cîmpuri magnetice intense perturbatoare;
- b) creșterea probabilității de apariție a curenților de defectare ca urmare a măririi puterilor echipamentelor convertizoare electronice.

Protecția trebuie să îndeplinească mai multe funcții :

- limitarea duratei curentului de suprasarcină și a frecvenței sale de apariție ;

- limitarea amplitudinii și duratei curentului de scurtcircuit ;
- limitarea duratei și amplitudinii curentului de defectare produs de scurtcircuitarea altor componente semiconductoare.

Gradul de complexitate al protecției depinde de :

- fiabilitatea impusă sistemului ;
- necesitatea funcționării fără întrerupere a echipamentului chiar în cazul defectării unor componente ;
- nivelul de rezervare al circuitelor ;
- probabilitatea defectării sarcinii ;
- mărimea și viteza de creștere a curentului de defectare.

Ponderea acestor factori depinde de tipul aplicației. Sistemele complexe de protecție sînt necesare în echipamente scumpe, a căror funcționare este continuă și cu o mare probabilitate de apariție a defectelor. Costul protecției este compensat de gradul înalt de siguranță în exploatare. Echipamentele nepretențioase, ieftine au nevoie de protecții mult mai simple, de obicei siguranțe și supradimensionarea dispozitivelor. Cel care decide tipul necesar de protecție este proiectantul sistemului. Pentru o alegere corectă a tiristorului, care să corespundă cerințelor schemei, proiectantul va consulta producătorul în privința anumitor performanțe de detaliu.

Protecția tiristoarelor se realizează prin două procedee generale :

- întreruperea curentului ;
- limitarea amplitudinii curentului și a vitezei sale de creștere ( $di/dt$ ).

Prima metodă se aplică supracurenților previzibili de durată cu ajutorul siguranțelor fuzibile, al întrerupătoarelor de sarcină, prin blocarea impulsurilor de comandă pe poartă sau limitarea curentului prin reducerea unghiului de conducție.

Cea de-a doua metodă se bazează pe limitarea curentului de defectare prin dimensionarea impedanței circuitului : impedanțele sursei și sarcinii, transformator de impedanță.

Protecția trebuie să acționeze înainte de a se defecta tiristoarele și, în mod selectiv, să izoleze ramura în care apare supracurentul.



### 7.7.1. Protecția la supracurent de durată, previzibil

Supracurentul maxim previzibil,  $I_{T(OV)M}$ , reprezintă valoarea curentului de conducție la care tiristorul trebuie stins pentru a preîntîmpina defectarea sa. Tiristorul își poate pierde temporar capacitatea de blocare în direct după anularea supracurentului maxim previzibil. În figura 7.56

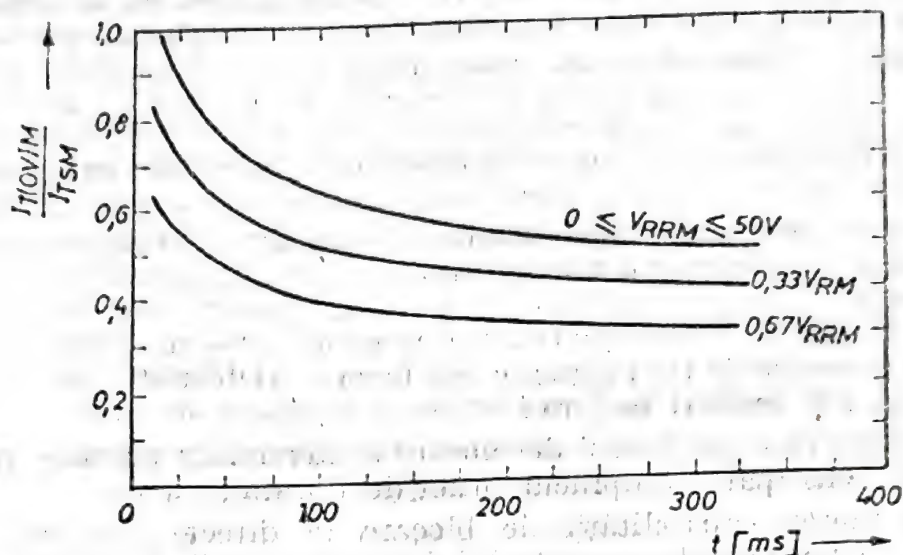


Fig. 7.56. Caracteristica normalată a supracurentului previzibil maxim. Normarea se face la valoarea curentului de suprasarcină accidentală.

se prezintă caracteristica supracurentului maxim previzibil, normat la valoarea curentului de suprasarcină accidentală. Parametrul este tensiunea de blocare inversă aplicată imediat după anularea supracurentului.

Metoda de protecție constă în folosirea siguranței fuzibile. Acțiunea acesteia se poate urmări în figura 7.57. Curentul de defectare ar crește

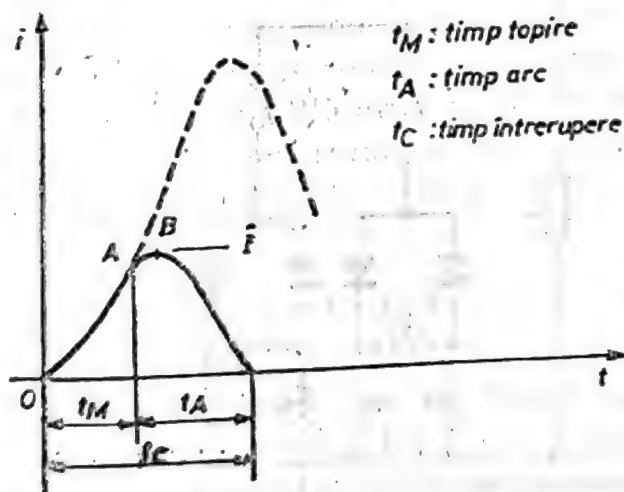


Fig. 7.57. Caracteristica de ardere a siguranței fuzibile.

după linia punctată pînă la valoarea maximă. Siguranța limitează amplitudinea supracurentului la valoarea  $\hat{I}$  și este anulat după intervalul  $t_c$ .

Forma curentului prin siguranță este aproape triunghiulară. Caracteristica de supracurent a tiristorului se construiește pe baza impulsurilor semisinusoidale de curent, mai ușor de realizat în testele de caracterizare.

Întrucît energia impulsului depinde de forma de variație în timp a acestuia, corelarea între curentul rupt de siguranță și curentul de defectare al tiristorului se face echivalind valorile eficace ale celor doi curenți. Studii analitice și rezultatele testelor au arătat că este suficientă împerecherea între amplitudinea supracurentului și cea a curentului prin siguranță [1, 7]. Se trasează caracteristica de supracurent peste caracteristica de rupere a siguranței și se alege acel curent de rupere care nu depășește curba tiristorului în nici o situație de defectare. De exemplu, dacă se protejează tiristorul la o creștere peste limite a curentului prin sarcină, curentul de rupere al siguranței trebuie să fie mai mare decît curentul nominal în sarcină, dar mai mic decît supracurentul suportat de tiristor în intervalul cît durează defecțiunea. Siguranța trebuie montată astfel încît încălzirea să se producă datorită curentului de rupere și nu influențelor exterioare.

Protecția prin siguranță fuzibilă scoate din funcțiune sistemul. În unele aplicații, de exemplu cele militare de mare fiabilitate sau cele legate de procesele industriale continue, o astfel de întrerupere este nepermisă. În astfel de cazuri se folosește rezervarea celulelor semiconductoare împreună cu o protecție de tip magnetic sau termic. Defectarea unui tiristor se produce în trei moduri majore :

- a) pierderea capacității de blocare în invers. În circuite redresoare aceasta duce la apariția supracurenților de durată;
- b) pierderea capacității de blocare în direct. Într-un redresor aceasta va genera pierderea controlului asupra puterii în sarcină, tiristorul rămînînd deschis pe toată durata tensiunii anodice pozitive;
- c) neamorsarea tiristorului. Aceasta va rezulta în pierderea controlului puterii în sarcină deoarece tiristorul rămîne blocat.

În figura 7.58 se prezintă un exemplu de circuit a cărui protecție la supracurent permite funcționarea fără întrerupere. Fiecare celulă este

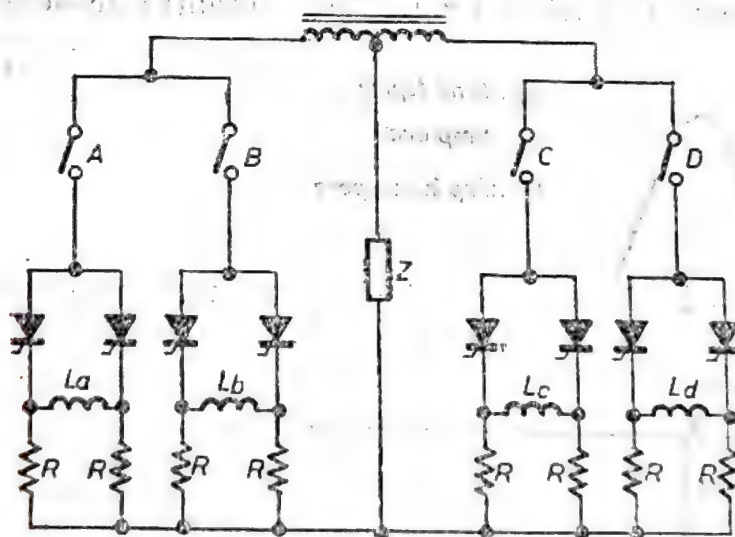


Fig. 7.58. Schemă de protecție la supracurent a tiristoarelor, fără întreruperea funcționării circuitului. Contactele A, B, C, D sînt normal închise.

formată din două tiristoare montate în paralel, împerecheate prin rezistențele  $R$ . Atît timp cît curenții prin ramurile celulei sînt egali, bobina  $L$  nu este parcursă de curent iar contactorul corespunzător este închis. Defec-



tarea unui tiristor dintr-o celulă, printr-unul din modurile prezentate mai sus, dezechilibrează puternic curenții prin ramurile celulei și duce la apariția unui curent prin bobina  $L$  ce comandă deschiderea întrerupătorului respectiv, izolând celula în care a apărut defectul. Atât timp cât celulele rămase în circuit suportă curentul cerut de sarcină echipamentul va funcționa fără întreruperi. Întreruperea unei celule poate fi semnalizată printr-un circuit de avarie, astfel încât se intervine direct la locul defecțiunii când echipamentul este programat a fi reparat.

Circuitul prezentat funcționează corect dacă nici unul din întrerupătoare nu este sensibil la defectarea sarcinii. Pentru acest caz trebuie prevăzută o protecție suplimentară pe partea de curent alternativ sau pe cea de curent continuu. De asemenea, la decuplarea unei celule, supratensiunea indusă prin ruperea curentului nu trebuie să ducă la defectarea celulei vecine. De aceea vor fi prevăzute pe tiristoare elemente de protecție la supratensiuni.

O altă metodă de protecție la supracurenți de durată este întreruperea impulsurilor de comandă a tiristoarelor. De îndată ce în circuit este detectat un curent excesiv, se comandă blocarea impulsurilor de poartă. Curentul de defectare va fi întrerupt de stingerea tiristoarelor la trecerea prin zero a tensiunii. Într-un circuit de tip invertor, blocarea impulsurilor trebuie făcută atunci când curentul este destul de mic pentru ca tiristorul să se dezamorseze. Sesizarea supracurentului se poate face prin senzori termici montați pe radiatoarele tiristoarelor sau în locuri convenabil alese sau prin traductori de curent (șunturi, transformatoare de curent, divizoare rezistive conectate pe sarcină). Senzorii inițiază o reacție care comandă blocarea impulsurilor de poartă.

În aplicațiile în care se dorește limitarea curentului de defectare, se micșorează unghiul de conducție prin fazarea corespunzătoare a impulsurilor de comandă. Blocarea impulsurilor de comandă sau micșorarea unghiului de conducție sînt metode utilizate pentru protecția tiristoarelor și în cazul avariei sistemului de răcire.

### 7.7.2. Protecția la scurtcircuit

Curenții de scurtcircuit au durate mai mici decît supracurenții previzibili, uzual sub 10 ms. Limitarea acestora se face cu siguranțe fuzibile ultrarapide sau cu anumite circuite electronice. Alegerea siguranței implică cunoașterea amplitudinii curentului de scurtcircuit și a duratei sale precum și a dependenței integralei de curent a tiristorului de durata supracurentului (vezi figura 7.59). Curentul  $I$  din  $I^2t$  este exprimat în valoare eficace. Valoarea sa se determină știind durata curentului de scurtcircuit. Integrala de curent a siguranței trebuie să fie sub cea a tiristorului în orice

condiție. Alegerea siguranței urmează în continuare aceeași procedură ca și în cazul supracurentului de durată.

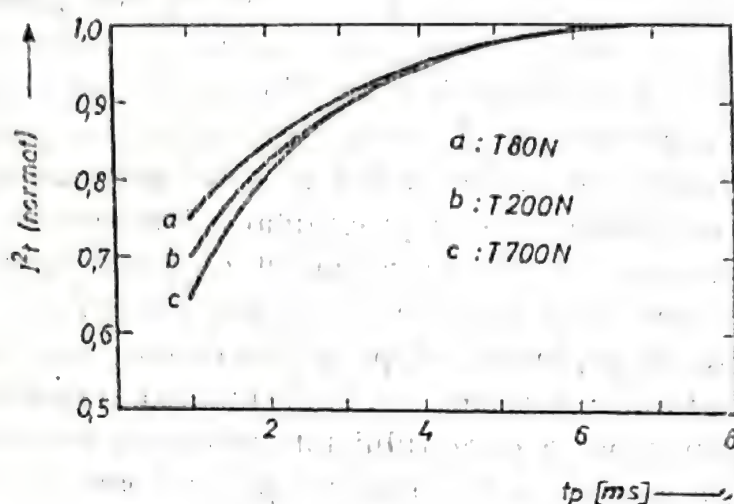


Fig. 7.59. Dependența integralei de curent normale în funcție de durata supracurentului pentru trei tipuri de tiristoare.

## 7.8. Răcirea dispozitivelor semiconductoare de putere

În timpul funcționării un dispozitiv de putere se încălzește datorită puterii disipate mari. Pentru a-l proteja de degradarea prematură sau defectarea catastrofică, dispozitivul trebuie răcit menținând temperatura capsulei sub limita la care fluxul de căldură disipată este cel mult egal cu fluxul de căldură evacuată în mediul ambiant.

### 7.8.1. Metode și sisteme de răcire. Răcirea unilaterală și bilaterală

Principala sursă de căldură într-un dispozitiv semiconductor este structura din siliciu. Evacuarea căldurii dinspre structura din siliciu spre radiatorul pe care este montat dispozitivul se face prin conducție. Radiatorul înmagazinează căldură cu o anumită viteză, dependentă de capacitatea sa termică (egală cu produsul dintre masă și căldură specifică) și o cedează mediului ambiant cu o altă viteză. Echilibrul termic se atinge atunci când fluxul de căldură disipată este egal cu fluxul de căldură evacuată. Transferul căldurii dinspre radiator spre mediul ambiant se poate face prin :

- a) radiație ;
- b) convecție ;
- c) răcire cu lichid.

În funcție de tipul capsulei dispozitivului semiconductor, transferul de căldură se face :

- a) *unilateral* : fluxul de căldură curge într-un singur sens, pe direcția capsulă-radiator. Este cazul capsulelor cu tresă. Evacuarea căldurii



disipate în structură are loc, practic, pe o singură față a acesteia. Montarea capsulei pe radiator este posibilă pe o singură suprafață.

b) *bilateral*: capsula poate evacua căldura pe două suprafețe opuse iar răcirea se face prin realizarea unui sandwich radiator-capsulă-radiator. Structura din siliciu are posibilitatea evacuării căldurii pe ambele fețe. Răcirea bilaterală este aplicabilă capsulelor disc.

Dacă puterea disipată nu necesită răcirea ambelor fețe, atunci se poate utiliza răcirea unilaterală, renunțând la unul din radiatoarele sandwich-ului și adaptând sistemul de stringere la un singur radiator.

### 7.8.2. Răcirea cu aer. Tuburi termice

Alegerea radiatorului este condiționată de tipul capsulei semiconductorului și disiparea termică. În general se utilizează radiatoare cu aripioare care asigură o suprafață mare de ventilație. Transferul termic se face prin convecție iar fluxul de căldură schimbat cu mediul este [1]:

$$q = hA\eta\Delta T$$

unde:

- $q$  — este cantitatea de căldură cedată mediului [W];
- $h$  — coeficientul de transfer total a căldurii a aripioarelor [W/m<sup>2</sup>°C];
- $A$  — aria totală a aripioarelor [m<sup>2</sup>];
- $\Delta T$  — diferența de temperatură dintre punctul cel mai fierbinte al aripioarelor și mediul ambiant [°C];
- $\eta$  — factor de eficiență.

Dacă aripioarele sînt dispuse vertical, la nivelul mării coeficientul de transfer prin convecție naturală se poate aproxima prin relația [1]:

$$h = 0,8 \frac{\Delta T}{L} \text{ [W/m}^2\text{°C]}$$

unde  $\Delta T$  este diferența de temperatură dintre suprafață și ambiant iar  $L$  lungimea, pe verticală, a aripioarelor, exprimată în m.

Coeficientul de transfer scade odată cu creșterea altitudinii (vezi figura 7.60).

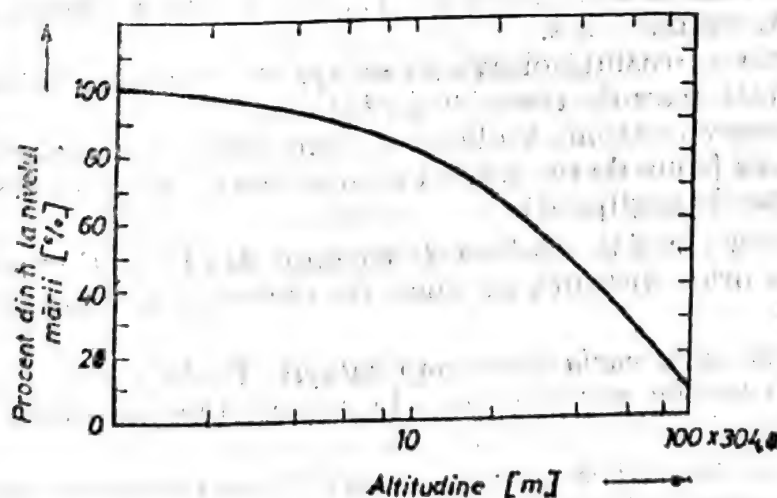


Fig. 7.60. Dependența coeficientului de transfer prin convecție naturală,  $h$  (vezi pagina 45), în funcție de altitudine [1].

Transferul termic dinspre radiator este îmbunătățit dacă se face ventilația forțată a radiatorului. În acest caz, coeficientul de transfer, devine [1]:

$$h = 0,77636 \sqrt{\frac{v}{L}} \text{ [W/m}^2\text{C]}$$

unde  $v$  este viteza aerului în curgere laminară de-a lungul aripioarelor, exprimată în m/s, iar  $L$  lungimea aripioarelor paralele cu curgerea aerului, exprimată în m. Relația este valabilă pentru curgerea laminară a aerului.

Eficacitatea  $\eta$  ia în considerare abaterile de la condițiile ideale de transfer date de scăderea temperaturii cu distanța față de sursa de căldură și de transferul termic redus la extremitățile aripioarelor;  $\eta$  se definește ca raportul dintre căldura reală evacuată de aripioară și căldura ce ar putea fi transferată dacă temperatura aripioarei ar fi a celui mai fierbinte punct de pe aceasta. Punctul cel mai fierbinte este în vecinătatea dispozitivului. Factorul  $\eta$  depinde de geometria aripioarei, de coeficientul de transfer  $h$ , și de conductivitatea termică  $k$  a materialului.

În ultimii ani a început să progreseze *răcirea bazată pe tuburi termice*. Tubul termic este un dispozitiv care realizează transferul termic folosind ciclul închis evaporare—condensare—vaporizare al unui fluid de lucru. Transferul căldurii se face prin transport de masă al fluidului și schimbarea fazei acestuia.

Constructiv, tubul termic este compus dintr-o țevă închisă etanș la ambele capete ai cărei pereți interiori sînt sau căptușiți cu un material cu structură capilară sau canelați. Materialul poros este saturat cu fluidul de lucru. La un capăt al tubului are loc vaporizarea fluidului prin absorbție de căldură de la sursa termică. Datorită diferenței dinamice de presiune, vaporii se deplasează spre celălalt capăt al tubului unde se condensează. Vaporii condensați se întorc în zona de vaporizare prin gravitație, presiune osmotică, forță centrifugă, cîmp electrodinamic. Transferul termic spre și dinspre fluid, în zonele de vaporizare, respectiv condensare, se face printr-unul din mecanismele clasice: conducție sau radiație. Fluidul de lucru folosit depinde de domeniul temperaturilor în care trebuie să funcționeze tubul. Pentru temperaturi joase (100...500°K) se utilizează freon, amoniac, metanol, etanol, apă.

Tubul termic prezintă cîteva avantaje în raport cu radiatorul clasic:

- a) *capacitate mare de transfer a căldurii*;
- b) *funcționare izotermă*. Căderea de temperatură între zona de intrare a căldurii în tub (zona de montare a componentei) și cea de ieșire (zona de răcire) este practic neglijabilă;
- c) *separarea sursei de căldură de sistemul de răcire*. Componenta poate fi montată la orice distanță de zona de răcire fără înrăutățirea transferului termic;
- d) *uniformizarea variațiilor temperaturii*. Toate componentele plasate pe același tub termic vor funcționa la aceeași temperatură, fără a apare „puncte fierbinți”;
- e) *izolarea electrică*. Sursa de căldură și zona de răcire pot fi separate folosind materiale și fluide cu proprietăți corespunzătoare;
- f) *volum redus*.



Tubul termic oferă o variantă atrăgătoare de răcire a tiristoarelor care lucrează la puteri mari. Fluidul de lucru cel mai utilizat este apa. În figura 7.61 se prezintă schematic o variantă de răcire a unui tiristor cu ajutorul tubului termic. Căldura absorbită din tiristor produce vaporizarea fluidului de lucru care condensează cedînd căldura aerului ce circulă

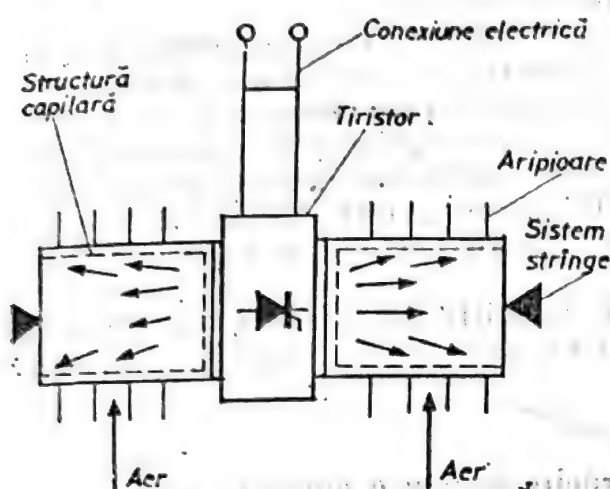


Fig. 7.61. Sistem de răcire a tiristorului prin utilizarea unui tub termic. Întoarcerea fluidului de lucru în zona de vaporizare se face prin capilaritate.

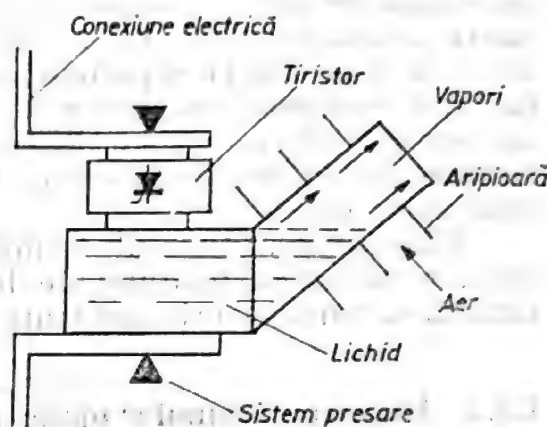


Fig. 7.62. Variantă de sistem de răcire cu tub termic a tiristorului, în care întoarcerea fluidului de lucru în zona de vaporizare se face prin gravitație.

printre nervurile tubului. Reîntoarcerea fluidului în zona de vaporizare se face prin capilaritate. În figura 7.62 este dată o variantă de răcire în care întoarcerea fluidului se face prin gravitație. Astfel de sisteme au fost realizate [8] în Japonia, U.R.S.S.

O altă variantă de răcire constă în imersarea tiristorului în fluidul de lucru al tubului termic. În acest caz fluidul trebuie să fie dielectric. Avantajul acestui sistem constă într-o capacitate termică ridicată raportată la unitatea de masă sau de volum. Dezavantajul este dat de faptul că în prezent această abordare implică o tehnologie scumpă și pretențioasă.

Cel mai avantajos fluid de lucru este apa. Tubul se confecționează din cupru de mare puritate. Sistemul de răcire cu tub termic este comercializat [8] sub denumirea de POWER KICKER. Sistemul de răcire bazat pe tub termic este superior sistemelor clasice din toate punctele de vedere : performanță, fiabilitate, mentenabilitate [8].

Este foarte probabil ca acest sistem de răcire să înlocuiască în viitor sistemele clasice de răcire. Firmele producătoare de tuburi termice pentru răcirea dispozitivelor semiconductoare produc și comercializează în prezent sisteme de răcire pentru puteri în gama 250 W...2500 W.

### 7.8.3. Răcirea cu lichid

Utilizarea lichidelor (apă, ulei) pentru răcirea dispozitivelor semiconductoare de putere prezintă avantajul evacuării unui flux termic mare și a scăderii gabaritului. Unul din cei mai buni agenți de răcire este apa deionizată. Calitatea acesteia presupune următoarele proprietăți :

- pH-ul între 7,0 și 9,0 (neutră sau ușoară acțiune alcalină);

● conținutul de clor de maximum 20 ppm; conținutul de azot de maximum 10 ppm; conținutul de sulf de maximum 100 ppm;

● impurități solide : maximum 250 ppm.

Deoarece o analiză chimică a apei nu este întotdeauna posibilă, se preferă caracterizarea alternativă pe baza rezistivității electrice. Se consideră că o valoare de 2500  $\Omega\text{cm}$  este satisfăcătoare.

Circuitul apei de răcire trebuie să fie suficient de lung pentru a mări rezistența de izolație dintre circuitul electric și partea din sistemul de răcire izolată galvanic. Trebuie luate în considerare coroziunile și electro-liza care se produc pe suprafețe izolatoare ale dispozitivului semiconductor datorită condensării vaporilor de apă din incinta instalației la temperaturi ale țevilor sub cea ambiantă. Pentru evitarea acestei situații se folosește dehumidificatoare sau se crește temperatura apei puțin peste temperatura ambiantă.

Funcționarea tubului termic în condiții de temperaturi negative impune utilizarea fluidului de lucru cu punct de îngheț sub valoarea minimă a temperaturii ambiante.

#### 7.8.4. Alegerea sistemului optim de răcire pentru o aplicație dată

Sistemul de răcire se alege în funcție de :

● *puterea disipată de dispozitivul semiconductor în timpul funcționării.* Pentru curenți între 25 și 100 A eficace se asigură răcirea prin convecție pe radiator cu aripioare sau din aluminiu extrudat. Peste 100 A eficace se recurge și la răcire cu lichid iar radiatoarele sînt de tipul aluminiu extrudat ;

● *condițiile de mediu în care va funcționa ansamblul de răcire.* Parametrul cel mai important este temperatura ambiantă care limitează transferul termic al radiatorului. În cazul răcirii cu lichid se va ține cont de temperatura lichidului și de viteza de curgere a acestuia ;

● *restricții de gabarit.* Volumul sistemului scade în cazul răcirii forțate pentru același flux caloric evacuat ;

● *cost.* Prețul sistemului de răcire este legat de volumul său și de performanțele transferului termic.

#### 7.8.5. Calculul răcirii în diverse regimuri de funcționare

Calculul răcirii presupune realizarea următoarelor etape :

- a) determinarea puterii disipate pe tiristor ;
- b) determinarea temperaturii maxim admisibile a capsulei tiristorului ;
- c) alegerea radiatorului.

Căldura produsă în joncțiune în conducție directă este transferată capsulei, de aici radiatorului și evacuată în mediu. În regim staționar, diferența de temperatură dintre joncțiune și ambiant este

$$T_{vj} - T_a = P(R_{th j-c} + R_{th c-r} + R_{th r-a}) \quad (7.16)$$

unde :

$T_{vj}$  este temperatura joncțiunii,

$T_a$  — temperatura ambiantă,



$P$  — puterea medie disipată în conducție,  
 $R_{th\ j-c}$  — rezistența termică joncțiune capsulă;  
 $R_{th\ c-r}$  — rezistența termică dintre capsulă și radiator,  
 $R_{th\ r-a}$  — rezistența termică radiator-ambiant.  
 $R_{th\ r-a}$  nu este în general constantă, depinzând de materialul radiatorului, de tipul suprafeței, de dimensiuni și de diferența de temperatură

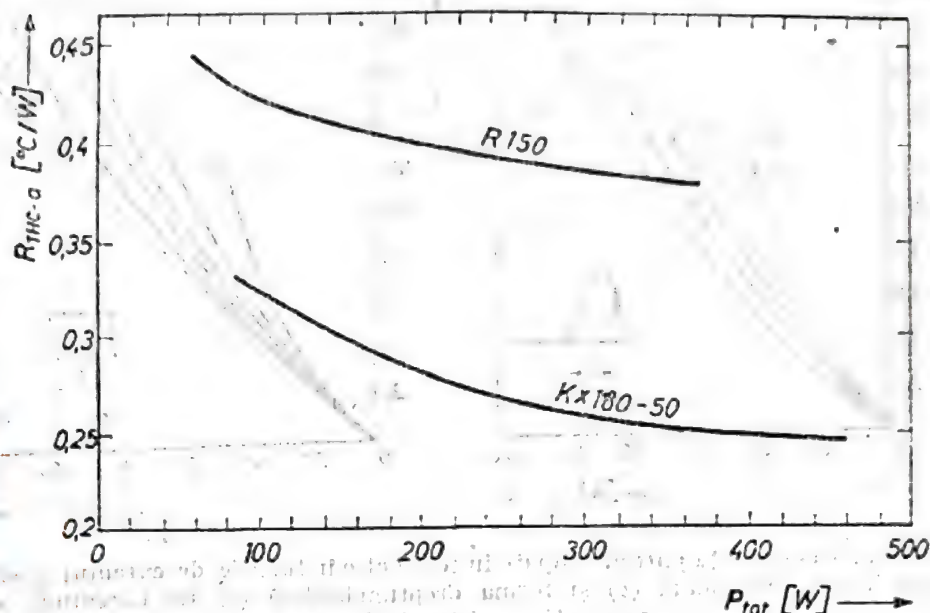


Fig. 7.63. Dependența rezistenței termice dintre capsulă și mediul ambient în funcție de puterea disipată totală pentru două tipuri de radiatoare.

dintre radiator și aerul înconjurător. Producătorii de radiatoare dau curbe  $R_{th\ r-a}(P)$  sau  $R_{th\ c-a}(P)$  (vezi figura 7.63). Circuitul termic echivalent pentru ecuația 7.16 este prezentat în figura 7.64. Temperatura se echivalează cu potențialul electric iar puterea cu intensitatea curentului electric.  $R_{th\ j-c}$  și  $R_{th\ c-r}$  sînt date de catalog.

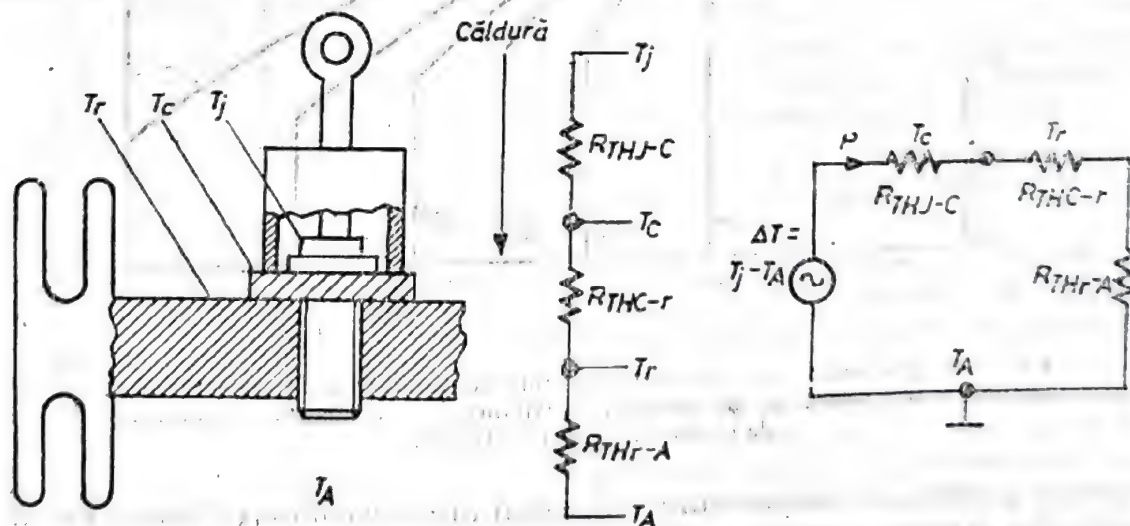


Fig. 7.64. Schema simplificată a transferului termic dinspre structura semiconductoră înspre mediul ambient și circuitul electric echivalent.

În regim continuu puterea medie se determină din curba  $P = P(I_{TAV})$  (vezi figura 7.65 curba notată D.C. — Direct Current). Se determină temperatura maxim admisibilă a capsulei,  $T_c$ , din curba  $T_c = T_c(I_{TAV})$  (vezi fig. 7.66) de regim continuu — DC. Se menționează că nu se poate substitui puterea continuă cu cea medie obținută din medierea unor impulsuri

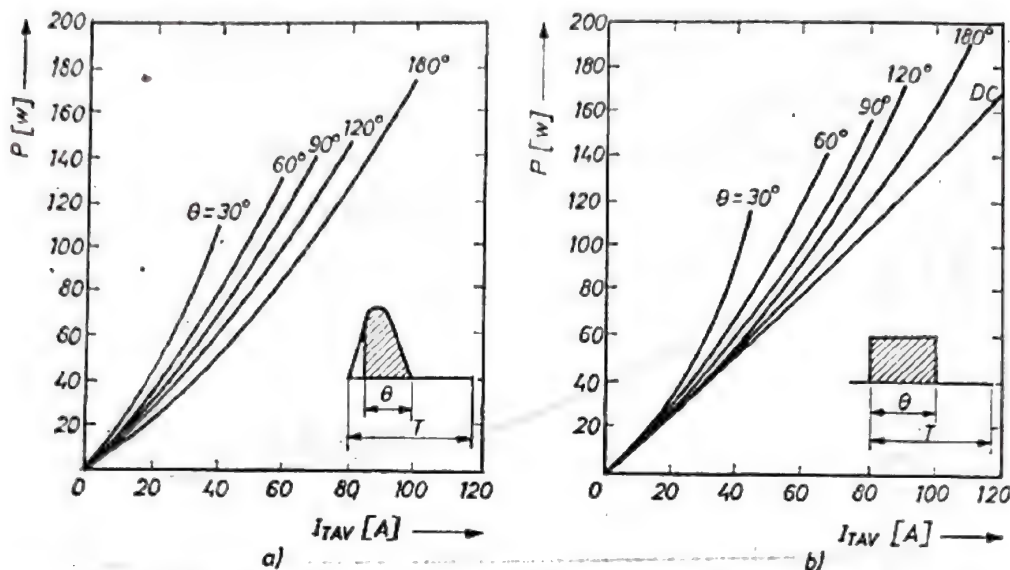


Fig. 7.65. Dependența puterii disipate în conducție în funcție de curentul mediu pentru forma sinusoidală (a) și forma dreptunghiulară (b) ale curentului de conducție (tiristorul T63N).

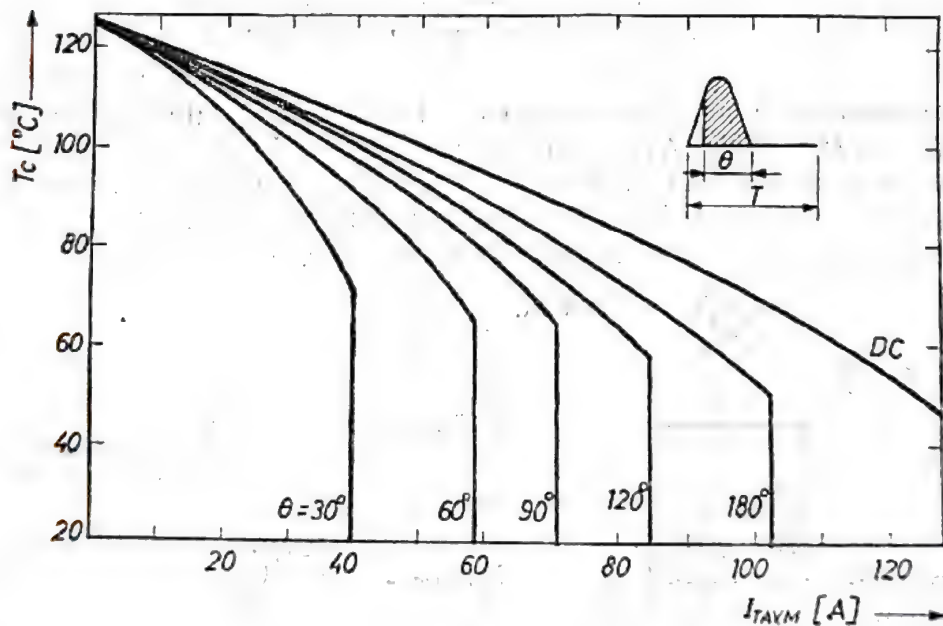


Fig. 7.66. Dependența temperaturii maxime admise a capsulei tiristorului în funcție de curentul mediu maxim, pentru forma sinusoidală a curentului de conducție (tiristor T63N).

de curent pentru că temperatura joncțiunii are o variație ciclică datorită capacității termice reduse a structurii semiconductoare. Temperatura maxim admisibilă a radiatorului rezultă direct :

$$T_r = T_c - PR_{th\ c-r}.$$



Temperatura maximă ambiantă este dată prin tema de proiectare, deci se alege radiatorul care menține o diferență de temperatură  $\Delta T = T_r - T_a$  și disipă puterea  $P$  pe baza curbelor date de constructorul de radiatoare (vezi figura 7.67).

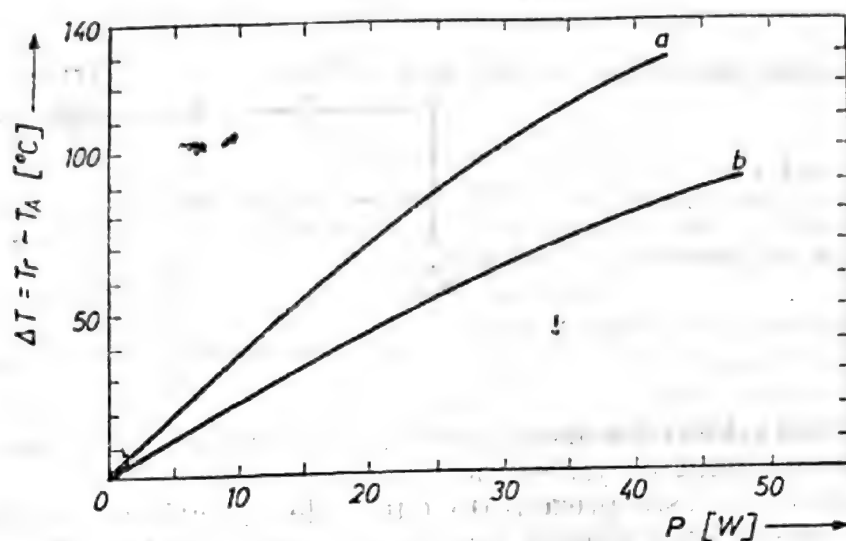


Fig. 7.67. Creșterea temperaturii radiatorului față de cea ambiantă în funcție de puterea disipată: (a) Radiator nichelat; (b) Radiator vopsit.

În regim pulsatoriu temperatura joncțiunii urmărește variația puterii (vezi figura 7.68).

În cazul în care impulsul de putere are o formă oarecare el se poate echivala cu un impuls dreptunghiular de aceeași energie, cu următorii parametri: amplitudinea egală cu valoarea maximă a impulsului real și durată egală cu raportul dintre energie și amplitudine. Puterea medie disipată se determină din curbele de catalog  $P_{AVE} = f(I_{TAV})$  în funcție de forma curentului și unghiul de conducție (vezi figura 7.65). Temperatura maximă a capsulei se determină din relația

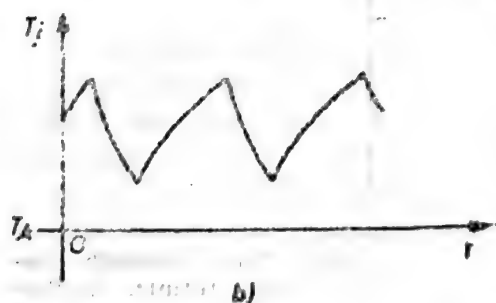
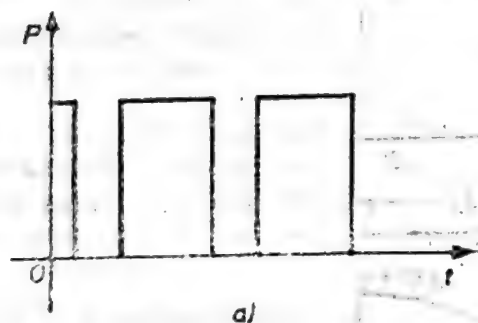


Fig. 7.68. Forma de undă a puterii disipate pe tiristor (a) și variația corespunzătoare a temperaturii structurii (b).

$$T_{c \max} = T_{vj \max} - P_{AVE} R_{thj-c}$$

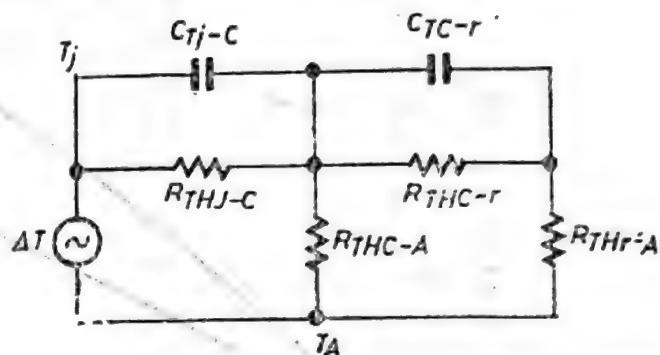
în care în catalog sînt specificate  $T_{vj \max}$  și  $R_{thj-c}$ . Radiatorul se alege în același mod ca și în cazul funcționării continue.

În regim de suprasarcină, circuitul termic echivalent din figura 7.64 se completează cu capacități termice care descriu procesul de acumulare de căldură, obținindu-se circuitul din figura 7.69. Circuitul se poate complica considerînd o rețea în  $\pi$ , echivalentă, care să includă în detaliu toate contacte-

le rezultate în urma asamblării structurii în sandwich-ul de montaj din capsulă. Transferul termic în regim de neechilibru este descris de impedanța termică  $Z_{th}$  definită astfel :

$$Z_{th\ j-c} = \frac{\Delta T_{j-c}(t)}{P}$$

Fig. 7.69. Modelul electric echivalent al transferului termic pentru cazul funcționării tiristorului în regim de supra-sarcină de curent.



unde  $\Delta T_{j-c}(t)$  este diferența instantanee de temperatură joncțiune—capsulă iar  $P$  puterea disipată pe joncțiune.

În figura 7.70.a este prezentată curba de variație a impedanței termice joncțiune—capsulă pentru un tiristor, iar în figura 7.70.b curba de

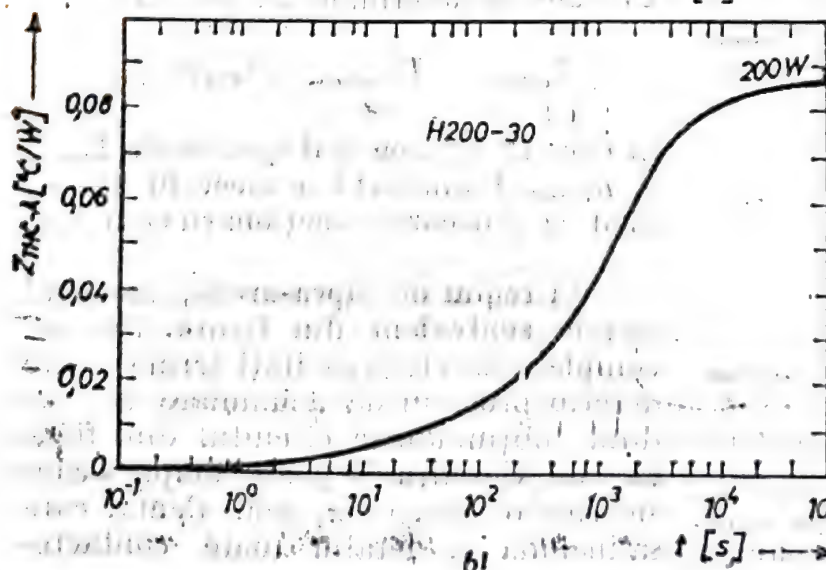
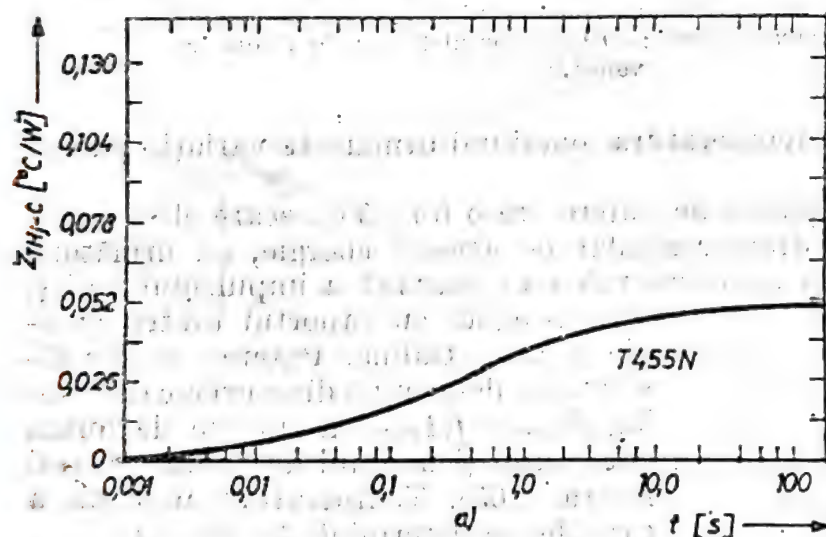


Fig. 7.70. Dependența impedanței termice joncțiune-capsulă (a), curba impedanței termice capsulă-ambiant a radiatorului în funcție de timp (b).



variație a impedanței termice capsulă—ambiant pentru un radiator specificat. Impedanța ansamblului tiristor—radiator se calculează pe baza modelului echivalent electric sau se determină experimental. Pentru timpi mai mici de o secundă de la aplicarea pulsului de putere, radiatorul se comportă ca un radiator infinit cu rezistență termică nulă.

## 7.9. Montarea pe radiator a dispozitivelor semiconductoare de putere

*Montarea dispozitivului semiconductor pe radiator este o operațiune de maximă importanță în asigurarea transferului termic.*

Montarea implică prelucrări mecanice ale suprafețelor în contact, preparări ale acestor suprafețe, strângerea elastică a ansamblului capsulă—radiator la parametri impuși de foaia de catalog.

Prelucrarea mecanică a suprafețelor de contact este necesară pentru asigurarea unui contact cât mai intim a cărei rezistență termică să fie minimă. Suprafețele nu trebuie să fie lovite, zgâriate, ciobite. Abaterile de planeitate și rugozitate nu trebuie să depășească  $10\ \mu\text{m}$ , iar rugozitatea medie va fi mai bună de  $0,8\ \mu\text{m}$ . Suprafețele vor fi curate, degresate cu solvenți, fără incluziuni de corpuri străine. *Suprafața de contact de transfer termic nu se acoperă cu lacuri sau vopseluri, în cazurile de protecție la coroziune a radiatorului. Suprafața se poate nichela, dar înainte de montarea dispozitivului, se va dezoxida prin lustruire mecanică, urmată de ștergere cu cârpă fără scame.*

Deoarece o prelucrare mecanică, oricât de bună, nu asigură o rugozitate nulă, efectul micilor denivelări ale suprafețelor de contact este micșorat prin utilizarea unei vaseline care umple interstițiile și îmbunătățește transferul termic. În plus, vaselina minimizează coroziunea determinată de acțiunea galvanică dintre suprafețele de contact ale capsulei dispozitivului și radiatorului \*.

Pasta termică se întinde într-un strat foarte subțire și uniform, obținându-se o scădere a rezistenței termice de câteva ori față de cazul contactului fără pastă termică.

În unele aplicații este necesară izolarea electrică a capsulei dispozitivului față de radiator. Între capsulă și radiator se intercalează un izolant din mică, oxid de beriliu, fibră de sticlă, ce va crește rezistența termică a contactului. Se recomandă ungerea șaipei izolatoare cu pastă termică.

### 7.9.1. Montarea componentelor de medie putere

#### a) Dispozitiv în capsulă plastic TO220.

Prinderea în cablaj a acestei capsule se face prin lipirea terminalelor. Capsula se montează pe radiator prin prindere cu șurub, suprafața de

\* Câteva tipuri [1, 3] uzuale de vaselină (numită și pastă termică) sînt :

- Penetrox A — Burndy Corp;
- Isollex LDS18 Spezial AL10 St 1 (nu se folosește pentru contact pe aluminiu);
- Alcoa No. 2;
- DC 19 Dow-Corning
- DC 340 Dow-Corning
- Penn-Union Cual-Aid, etc.



contact fiind preparată în mod corespunzător. *Deoarece o parte din căldură este evacuată prin terminale, lungimea acestora este bine să fie cât mai mică posibil.* Se recomandă ca terminalele să nu fie lipite în același puncte cu dispozitive disipative, cum ar fi rezistențe de putere, transformatoare, lămpi și, în plus, să fie dispuse cât mai departe de acestea pentru a nu înrăutăți disipația componentei semiconductoare.

Condiționat de spațiu, *terminalele se pot îndoi o singură dată, la o distanță de cel puțin 1 mm față de inserția în rășină.* Îndoiri repetate duc la ruperea lor. *În timpul îndoirii, terminalele trebuie ținute ferm în clește pentru a nu transmite capsulei efortul de indoire.*

b) Capsulă montată prin presare (tip RA).

Această capsulă este destinată montării în radiator prin presare într-o gaură cu diametrul ușor subdimensionat. Fixarea se realizează prin forța de frecare dintre randalina capsulei și peretele interior al găurii radiatorului. Radiatorul poate fi din aluminiu, cupru sau oțel. Grosimea radiatorului trebuie să nu fie mai mică decât lățimea porțiunii randalinate a capsulei. Gaura în radiator trebuie să aibă șanfren pentru ghidarea capsulei. Transferul termic este optim dacă întreaga lățime a randalinei este în contact cu radiatorul. Forța de presare trebuie limitată la 300 kgf pentru a preveni dezalinarea față de gaură și un efort prea mare exercitat asupra capsulei. În timpul presării forța trebuie distribuită uniform.

#### 7.9.2. Montarea componentelor încapsulate în capsulă cu șurub

Transferul termic este unilateral, prin suprafața plană a bazei și suprafața șurubului. Pentru fixare, în radiator se practică o gaură șanfrenată, filetată sau nu. În primul caz, șurubul capsulei se înfiletează în gaură. În al doilea caz șurubul capsulei este trecut prin gaură iar prinderea se face cu șaibă elastică și piuliță.

Un contact termic bun între radiator și capsulă se obține dacă strângerea se face cu *cuplu controlat*. Valoarea cuplului de strângere este specificată în foaia de catalog a componentei. *Strângerea se execută în mod obligatoriu cu cheie dinamometrică în clasa corespunzătoare cuplului.* Depășirea limitei maxim admise a cuplului nu îmbunătățește contactul termic, în schimb tensionează structura semiconductoare și aliajele de lipire din interiorul capsulei, determinând în mod obișnuit defectări ale dispozitivului. În cazul dispozitivelor de putere realizate în tehnologia cu contacte presate, depășirea cuplului provoacă deformarea bazei și micșorarea suprafeței de contact între structură și ambază înrăutățind regimul termic.

Pentru toate capsulele cu șurub, *filetul trebuie strâns fără a fi uns.*

În cazul prinderii în găuri nefiletate, strângerea piuliței se face imobilizând baza capsulei.

#### 7.9.3. Montarea componentelor încapsulate în capsulă cu bază plată

Pînă în prezent, în fabricație la IPRS-BĂNEASA există un singur tip de capsulă cu bază plată, numită E50, în care se montează diode și tiristoare în gama 200...450 A. Suprafața radiatorului trebuie prelucrată conform celor discutate în § 7.9. Montarea capsulei se face prin intermediul



unei plăci din oțel-arc, tensionată cu patru șuruburi pînă cînd placa elastică devine paralelă cu suprafața de contact. Între placă și radiator, pe axa fiecărui șurub, se introduce cite un distanțier. Șuruburile sînt dispuse în colțurile unui pătrat iar strîngerea lor se efectuează alternativ, în cruce, cite o semitură, pînă cînd distanțierii se ating. Urmează o relaxare cu mai puțin de sfert de tură ( $60^\circ$ ). Dacă grosimea radiatorului este mai mică decît lungimea șuruburilor, acestea vor fi strînse cu piulițe, introducînd și pe spate o placă elastică sau șaibe elastice pe fiecare șurub.

#### 7.9.4. Montarea componentelor încapsulate în capsulă disc

În fabricație la *IPRS-BĂNEASA* se află trei tipuri de capsulă disc : *T20*, *T30*, *T50*, iar în dezvoltare *T28P*, *T36*, *T48*. Avantajul acestora constă în răcire bilaterală care permite creșterea puterii disipate cu pînă la 60% la aceeași temperatură a joncțiunii, comparativ cu capsulele cu tresă.

*Specific capsulei disc este realizarea prin presare a contactelor electric și termic atît în interiorul capsulei cît și în radiator.* Forța de presare se aplică pe axa de simetrie a dispozitivului pentru uniformizarea presiunii. O distribuție neuniformă a acesteia crește rezistența termică a contactului degradînd caracteristica de transfer termic. Forța de strîngere este transmisă capsulei de două suprafețe emisferice centrate prin știfturi, presate de arcuri lamelare. Strîngerea se realizează prin două șuruburi rotite alternativ cu același unghi pînă la atingerea forței necesare, citită pe un indicator. Elementele de strîngere trebuie să aibă proprietăți mecanice stabile cu temperatura pentru a se păstra forța de presare.

Foaia de catalog prevede pentru fiecare tip de radiator utilizat, valoarea forței de strîngere și rezistența termică radiator—capsulă.

Simetria capsulei disc permite montarea într-un singur ansamblu de răcire a dispozitivelor conectate electric în paralel sau serie.

Conectarea unui grup de tiristoare în același ansamblu de răcire se face prin montare în paralel dacă se utilizează sisteme individuale de strîngere sau prin montare în serie dacă se folosește un sistem de strîngere comun tuturor tiristoarelor.

##### ● Răcirea capsulelor prin montare în paralel.

Tiristoarele se montează cu o față pe un radiator comun iar fiecare a doua față se va monta pe un radiator propriu. Fiecare capsulă în parte necesită un sistem individual de strîngere. Tiristoarele nu se vor monta între două radiatoare datorită diferențelor în înălțimea capsulelor.

Din punct de vedere electric, tiristoarele se pot conecta în serie sau paralel.

##### ● Răcirea capsulelor prin montare în serie.

Tiristoarele se intercalează între radiatoare într-un sandwich radiator—tiristor 1 — radiator — tiristor 2 — radiator. Presarea ansamblului se realizează cu un singur sistem de strîngere.

Din punct de vedere electric, tiristoarele se pot conecta în serie sau paralel.

## BIBLIOGRAFIE

1. \* \* \* **GENERAL ELECTRIC**, SCR Manual, Fifth Edition, 1972.
2. W. Böstlering, K. A. Rütger, A. Tscharn, Dynamic Characteristics of Thyristors-Today, Technical Information 9, AEG-TELEFUNKEN.
3. N. Iosif, ș.a., Tiristoare și module de putere. Catalog, Editura Tehnică, București, 1984.
4. W. Böstlering, Concerning the turn-on and turn-off power losses in fast thyristors, Technical Information 4, AEG-TELEFUNKEN.
5. \* \* \* **AEG-TELEFUNKEN**, Gate turn-off thyristors. Technical Data, 1985.
6. S. K. Ghandi, Semiconductor Power Devices, John Wiley & Sons, New York.
7. \* \* \* **WESTINGHOUSE**, SCR Designers Handbook, Second Edition.
8. \* \* \* **CONTRACT CERCETARE IPRS-BANEASA — I. POLITEHNIC BRAȘOV**, Tuburi termice.



## 8 | Circuite de comandă pe poartă

Convertoarele electronice ale energiei electrice sînt sisteme reglabile în a căror structură pot fi identificate două subsisteme și anume :

- circuitele de prelucrare a energiei (*power conditioning circuits*);
- circuitele de prelucrare a semnalelor de comandă (*control data processing circuits*).

Prima categorie de circuite a fost prezentată în Capitolul 6 al acestei cărți.

Circuitele din a doua categorie se prezintă într-o mare varietate; practic fiecare model de convertor, fie că este de producție industrială fie că este confecționat de utilizator, este dotat cu un circuit de comandă proiectat ad-hoc. Încercări de sistematizare și tipizare s-au făcut recent în domeniul elaborării unor circuite integrate specializate.

În acest capitol se analizează principalele funcții îndeplinite de circuitele de comandă și se exemplifică realizarea acestora în variantele cele mai simple sau cele mai răspândite, atît în tehnologie discretă cît și în tehnologie integrată.

### 8.1. Funcțiunile circuitelor de comandă

Structura funcțională a circuitelor de comandă diferă în raport cu clasa de convertoare pe care le deservește.

a) Pentru *convertoarele neautonome, cu comutație naturală*, tensiunea alternativă a rețelei asigură atît referința de timp cît și comutarea inversă a tiristoarelor (sau triacelor) așa încît circuitului de comandă îi revin următoarele funcțiuni :

(1) — corelarea momentului de începere a fiecărui ciclu de comutație cu momentul trecerii prin zero a tensiunii rețelei;

(2) — definirea perioadei de repetiție a ciclului de comutație ;

(3) — conversia semnalului de comandă în întîrziere față de momentul de referință (reglarea fazei de comandă) și realizarea legii necesare de modulație ;

(4) — asigurarea succesiunii corecte a semnalelor de comandă pe toate tiristoarele convertorului (la convertoarele polifazice);

(5) — formarea impulsurilor cu parametrii (amplitudine, durată etc.) ceruți de tiristorul sau triacul folosit în convertor ;

(6) — izolarea galvanică a circuitului de comandă față de intrările în tiristoare, dacă aceasta este necesară ;

- (7) — realizarea caracteristicii de reglaj cerute de utilizatorul de energie;
- (8) — generarea semnalelor de protecție și avertizare în caz de funcționare anormală.

b) Pentru *convertoarele autonome*, cu comutație forțată, la care toți parametrii de comutație sînt independenți de condiții exterioare, schema de comandă trebuie să genereze atît referințele de timp cît și semnalele pentru circuitele auxiliare destinate comutării inverse a tiristoarelor (triacele nu sînt folosite la realizarea convertoarelor autonome). Se pot distinge următoarele funcțiuni:

(1) — generarea secvenței de repetiție a comutărilor și a legii de corelare a acesteia cu alți parametri (de exemplu cu amplitudinea tensiunii de ieșire);

(2) — generarea intervalelor de timp ale stării de conducție pentru fiecare tiristor din schema de putere, prin formarea de impulsuri destinate circuitelor auxiliare de stingere și decalarea corespunzătoare a acestora în raport cu impulsurile de amorsare;

(3) — conversia semnalului de comandă în rapoarte de conducție în funcție de modul de sinteză a formei de undă la ieșire și realizarea legii necesare de modulație;

(4) — asigurarea succesiunii corecte a semnalelor de comandă pe toate grupurile de tiristoare ale convertorului;

(5) — formarea impulsurilor cu parametrii necesari circuitelor de poartă ale tiristoarelor;

(6) — izolarea galvanică dintre circuitul de comandă și cel de putere;

(7) — generarea semnalelor de protecție și avertizare la avarie.

Funcțiunile (1)...(3) constituie sistemul de prelucrare a informației de comandă și/sau a stării mărimilor de ieșire ale sistemului, denumit „modulator”. Blocul care asigură funcția (4), este un automat finit.

Funcțiunile (1)...(5) trebuie să fie realizate de toate circuitele de comandă; celelalte sînt specifice sau opționale.

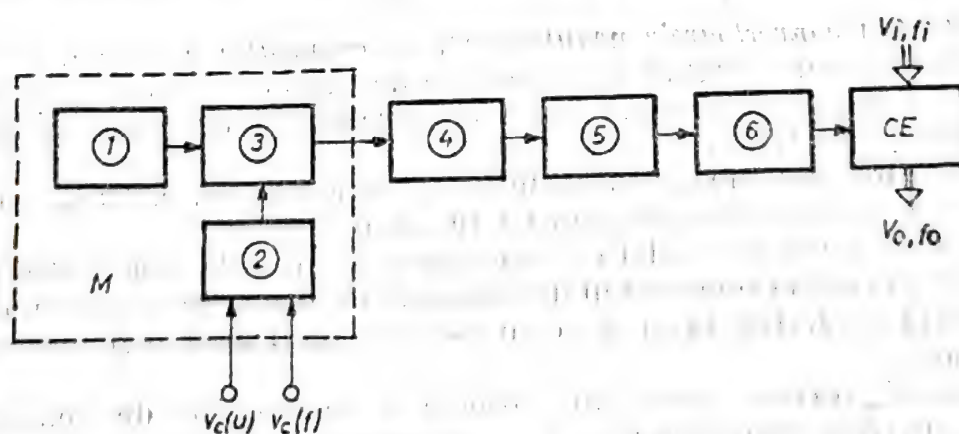


Fig. 8.1. Schema bloc generală a sistemului de comandă cu modulație în buclă deschisă. 1 ... 6, blocuri funcționale ale semnalelor de comandă, conform definițiilor din text;

CE — convertor electronic de putere;  $V_c(U)$ ,  $V_c(f)$  semnale de comandă pentru tensiunea, respectiv frecvența mărimii de ieșire.



Modulația poate fi realizată *independent de mărimea de ieșire* („în buclă deschisă”), ca în figura 8.1 sau prin *urmărirea de către aceasta a mărimei de comandă* („în buclă închisă”) ca în figura 8.2.

Schema din figura 8.1 poate fi aplicată atât convertoarelor neautonome, în care caz blocul 1 reprezintă o sincronizare cu rețeaua, cit și convertoarele autonome, în care caz 1 reprezintă generatorul de tact al comutărilor.

Schema din figura 8.2 se aplică *doar la convertoarele autonome*, frecvența de tact a comutărilor fiind o mărime flotantă, determinată de valoarea instantanee a mărimei de referință  $v_r$ , de constanta de integrare  $\tau_i$  și de lărgimea ferestrei triggerului cu histeresis  $\delta$ . Întreg ansamblul este echivalent cu un circuit basculant astabil, astfel că valoarea medie a mărimei de ieșire urmărește cu o eroare prestabilă, mărimea de referință  $v_r$ .

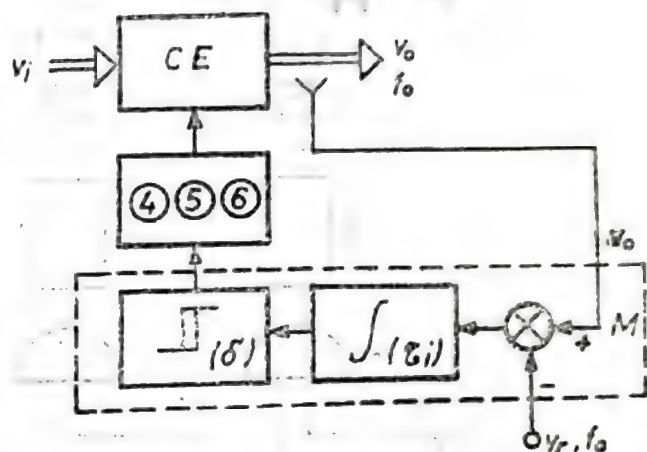
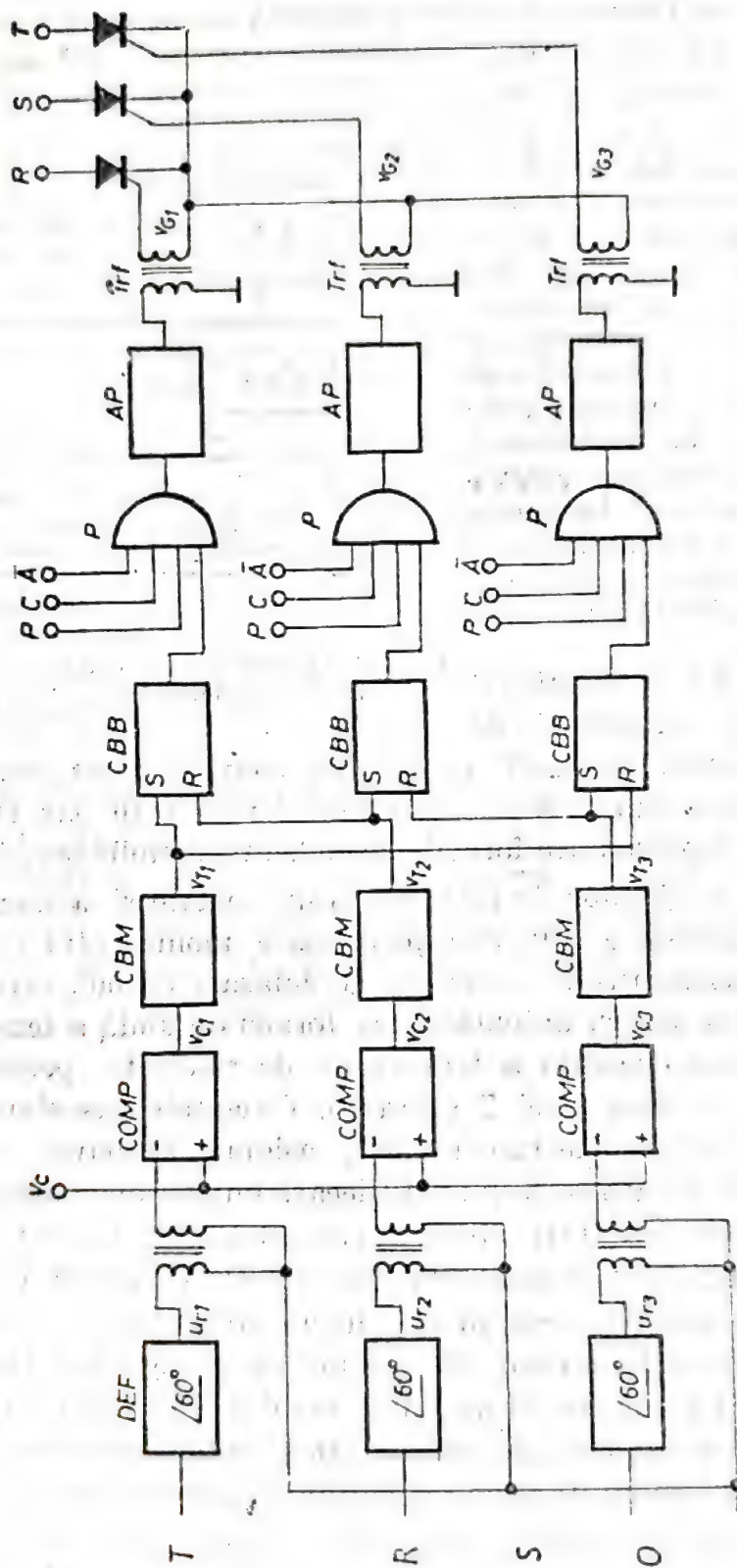


Fig. 8.2. Schema bloc generală a sistemului de comandă cu modulație în buclă închisă.

În figura 8.3 este arătată schema bloc a circuitului de comandă în buclă deschisă, pentru un convertor neautonom trifazic, corespunzând unei ramuri a circuitului din figura 6.16 iar în figura 8.4 (pag. 123) sînt reprezentate formele de undă în punctele semnificative.

Obținerea tensiunilor de referință cosinusoidale și a momentelor de inițializare (definirea  $\alpha = 0$ , corespunzătoare momentului de comutație naturală) este asigurată de circuitele de defazare cu  $60^\circ$ , care au și rolul de filtre trece jos pentru îmbunătățirea formei de undă a tensiunii rețelei și prin prelevarea decalată a tensiunilor de referință (pentru tiristorul fazei  $R$ , se ia tensiunea fazei  $T$  ș.a.m.d.). Circuitele basculante bistabile CBB, avînd intrările conectate în inel, asigură formarea impulsurilor de comandă cu o durată convenabilă (fiecare impuls de comandă menține starea de posibilă conducție a tiristorului în cauză, pînă la apariția comenzii de amorsare a tiristorului următor). Porțile ȘI realizează condiționările considerate necesare, de exemplu în schema prezentată, validarea domeniului de polaritate (semnalul  $P$ , obținut ca în figura 6.16), validarea domeniului unghiurilor de comandă (semnalul  $C$ ) astfel încît să nu se depășească valoarea  $\alpha_M$  dată de relația 6.40 și condiționarea stării de funcționare normală (semnalul  $A$ ), de exemplu încadrarea curentului anodic al fiecărui tiristor în limitele admisibile. Amplificatoarele  $AP$  asigură nivelul necesar de putere pentru comanda certă a tiristoarelor iar izolarea galvanică este realizată prin transformatoarele de impuls  $Trf$ .





## 8.2. Circuite discrete pentru comanda tiristoarelor și triacelor

Pentru aplicații simple, funcțiile enumerate în paragraful 8.1 pot fi cumulate de circuite cu elemente puține și cost redus.

Cea mai simplă schemă de circuit de comandă pentru *reglarea prin control de fază a puterii în curent alternativ*, cu un triac, conține un grup  $R-O$  pentru reglarea întârzierii și un diac ca trigger și formator de impuls, ca în figura 8.5. Reglajul intensității lămpii cu incandescență  $LI$  se realizează manual cu ajutorul potențiometrului  $P$ . Circuitul mai cuprinde rezistența  $R_2$  de limitare a curentului de poartă, grupul  $L-C_1$ , pentru filtrarea perturbațiilor electromagnetice și grupul  $R_4-C_4$ , de protecție a triacului.

Un circuit simplu de reglare a turației unui motor universal de mică putere (pentru mașini unelte portabile, ventilatoare de cameră etc.) este arătat în figura 8.6. În acest caz *tensiunea contraelectromotoare este folosită ca mărime de prag*, ceea ce are ca efect atât accelerarea demarării cât și o oarecare stabilizare a turației.

Un alt element de prag mult folosit la realizarea circuitelor de comandă simple este *tranzistorul unijuncțiune*. Prototipul circuitului de reglaj al fazei pentru convertoare este arătat în figura 8.7 iar formele de undă semnificative, în figura 8.8. Tensiunea de comandă a tiristorului sau triacului de putere poate fi preluată nemijlocit de la rezistența  $R_4$  sub forma unor impulsuri scurte (figura 8.8.b) dintre care primul care urmează unei treceri prin zero a tensiunii de sincronizare  $v_i$  operează amorsarea iar celelalte sînt inoperante. Dacă sarcina alimentată are caracter inductiv, durata impulsului  $V_G$  nu este suficientă pentru a asigura menținerea stării de amorsare a tiristorului de putere, în care caz nu se poate folosi un tiristor auxiliar ( $Tha$ ) de mică putere iar impulsul de comandă, preluat de la rezistența  $R_5$ , are forma de undă din figura 8.8.c. În locul rezisten-

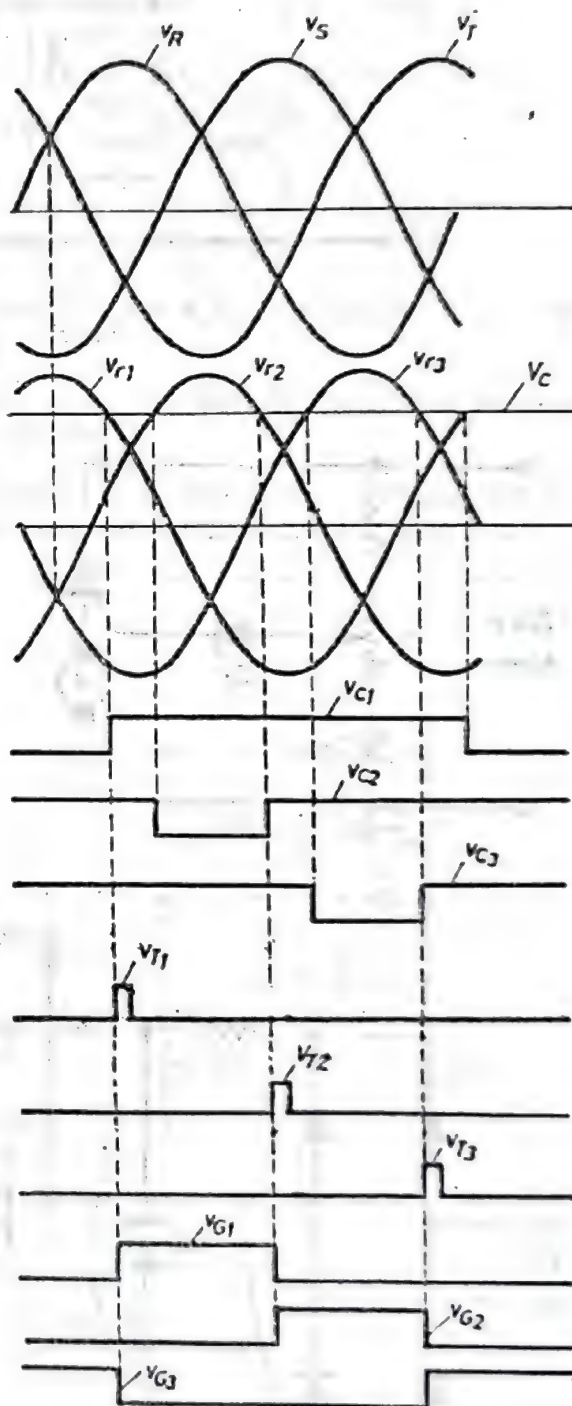


Fig. 8.4. Formele de undă ale tensiunilor în diferite puncte ale circuitului din figura 8.1.

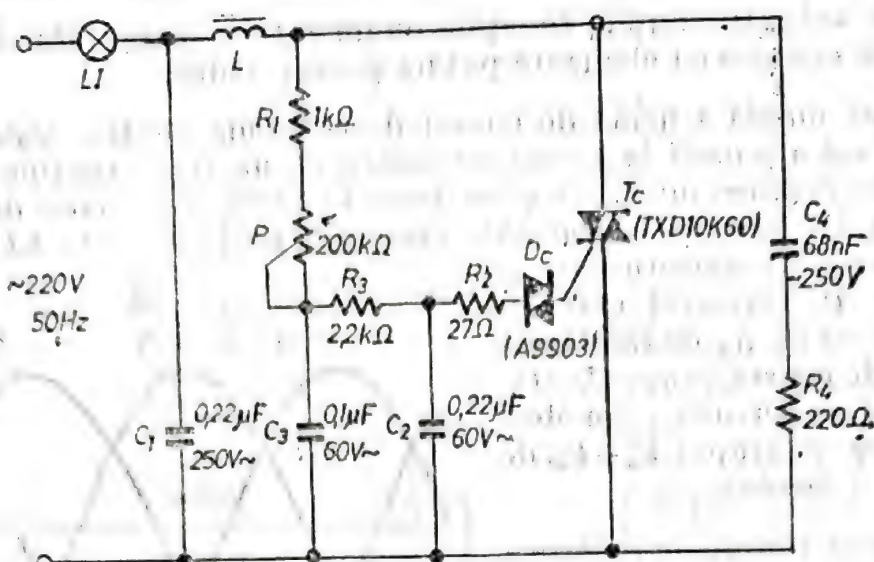


Fig. 8.5. Circuit de comandă a unui variator de putere în curent alternativ monofazic, cu triac și diac.

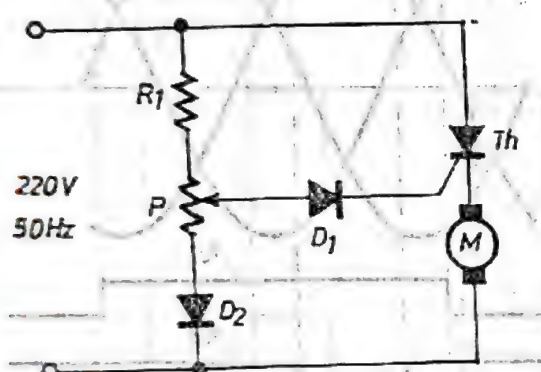


Fig. 8.6. Circuit de comandă a unui variator de turație, pentru un motor ob. universal de mică putere.

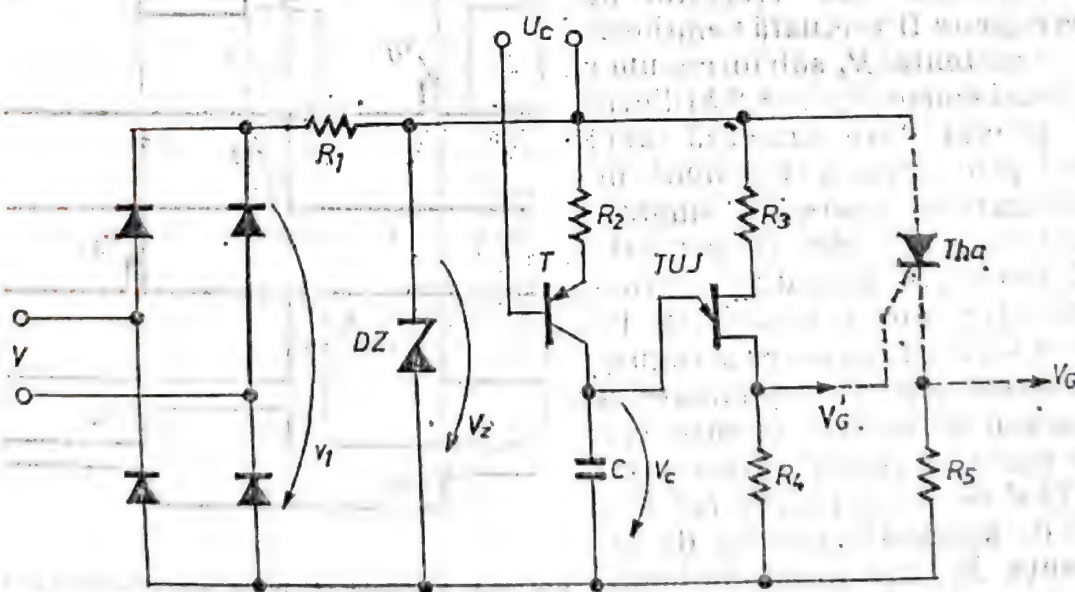


Fig. 8.7. Circuit de comandă pentru un reglaj de fază cu TUJ.



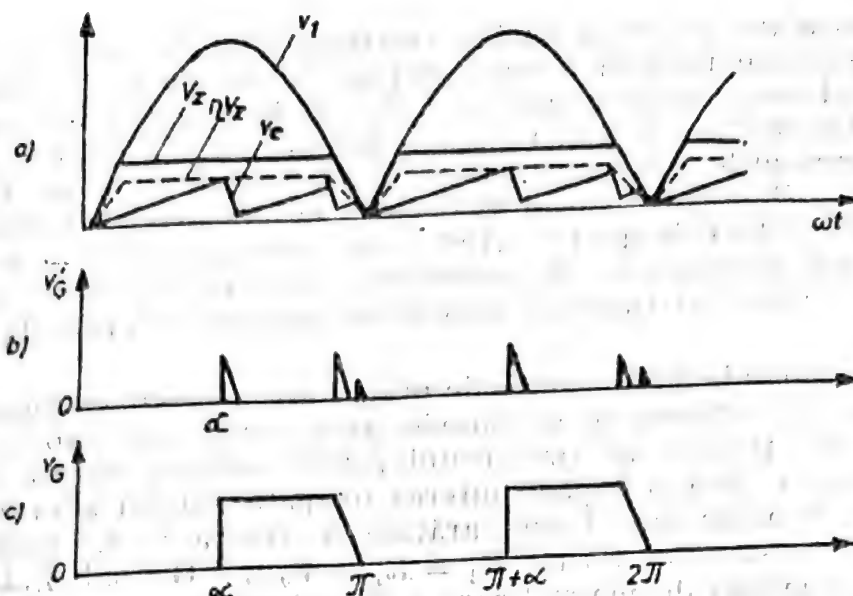


Fig. 8.8. Formele de undă ale tensiunilor în diferite puncte ale circuitului din figura 8.7.

tei  $R_4$  (sau  $R_5$ ) se poate folosi un transformator de impuls, pentru a realiza izolarea galvanică față de circuitul de putere.

Pentru sistemele de reglare a puterii prin numărul perioadelor de conducție se poate utiliza un circuit de comandă simplu, ca în figura 8.9.

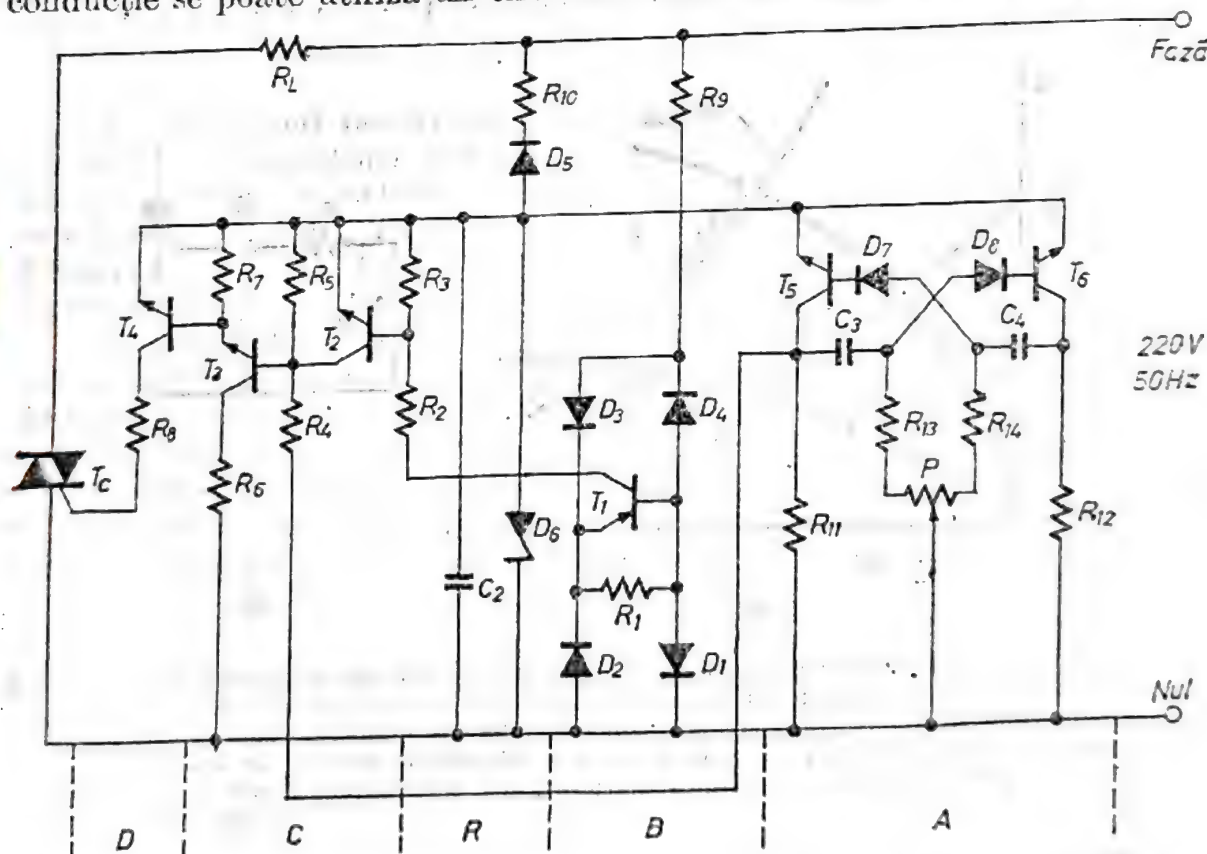


Fig. 8.9. Circuit de comandă pentru reglaj prin numărul de perioade de conducție. A — basculator astabil cu raport de conducție al tranzistorului  $T_6$  reglabil prin potenționetrul  $P$  (funcțiunile 2, 3); B — schema de sincronizare și generare a impulsurilor la trecerea prin zero (funcțiunea 1); C — poarta SI (funcțiunea 4); D — amplificator impulsurilor de comandă (funcțiunea 5); R — redresorul de alimentare a schemei de comandă.

Circuitul basculant astabil asimetric realizează funcțiunile 2 și 3. Poziția cursorului potențiometrului  $P$  reglează raportul de conducție al tranzistorului  $T_3$ . Cînd acesta este în conducție,  $T_3$  este blocat și triacul nu poate fi comandat. Impulsurile de comandă sînt generate de formatorul de impulsuri la trecerea prin zero, constituit din rezistența de limitare  $R_0$ , puntea de diode  $D_1 \dots D_4$  și tranzistorul  $T_1$ ; acesta se blochează (simultan cu  $T_2$ ) doar în scurte intervale de  $40 \dots 100 \mu s$  în jurul trecerii prin zero a tensiunii de rețea. Blocarea lui  $T_2$  antrenează intrarea în conducție a lui  $T_3$  (dacă  $T_3$  este blocat) și aplicarea impulsului de comandă prin  $T_4$  pe poarta triacului.

Pentru comanda tiristoarelor de putere este necesar ca amplificatorul de impulsuri (funcțiunea 5) să posede parametrii convenabili cerințelor circuitului de poartă al tiristorului astfel încît să asigure amorsarea certă a acestuia, fără a depăși puterea disipată maxim admisibilă (vezi figura 8.10). Schema tipică este arătată în figura 8.11. Rezistența  $R_2$  are rolul de rezistență internă,  $R_2 = R_g = V_g / i_{sc}$ . Grupul  $R_1 D_1$  servește la disiparea energiei de magnetizare a transformatorului, după blocarea tranzistorului. De obicei valoarea raportului de transformare  $n = 1 \dots 3$ . Pentru a se putea folosi o sursă de tensiune mai mică se poate utiliza schema din figura 8.12, în care caracteristica dinamică nu mai este o dreaptă ca în figura 8.10.a, deoarece la începutul impulsului condensatorul  $C$  este descărcat și rezistența internă echivalentă este reprezentată doar de  $R_2$  iar pe măsura încărcării condensatorului rezistența internă echivalentă crește prin efectul rezistenței adăugate în primar,  $R_1$ .

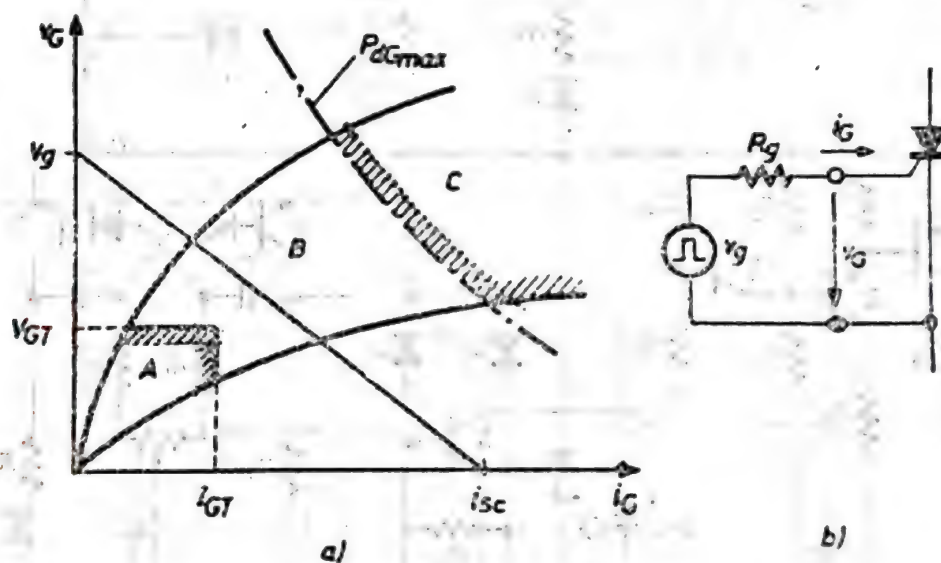


Fig. 8.10. Criterii de dimensionare a amplificatorului de impulsuri pentru comanda tiristoarelor; (a) încadrarea în planul caracteristicilor de intrare: A—zona de amorsare incertă, B—zona de amorsare sigură, C—zona de putere disipată depășită; (b) circuitul echivalent al amplificatorului de impulsuri, pentru definirea tensiunii în gol  $v_g$  și a rezistenței interne  $R_g$ .

Tot în scopul ameliorării procesului de amorsare se poate utiliza un amplificator de impulsuri cu supracreșterea frontului anterior, ceea ce permite reducerea întârzierii la amorsare ( $t_{on}$ ) a tiristorului. În figura 8.13 a este arătată schema unui astfel de amplificator, folosit în sistemul de



comandă și reglare tip *SCR-F-01*. În timpul pauzei dintre impulsuri, condensatorul  $C_3$  se încarcă prin  $PD_1$  și  $R_1$  la o tensiune de aproape 60 V. La apariția semnalului de comandă  $T_1$  se deschide și saturează grupu

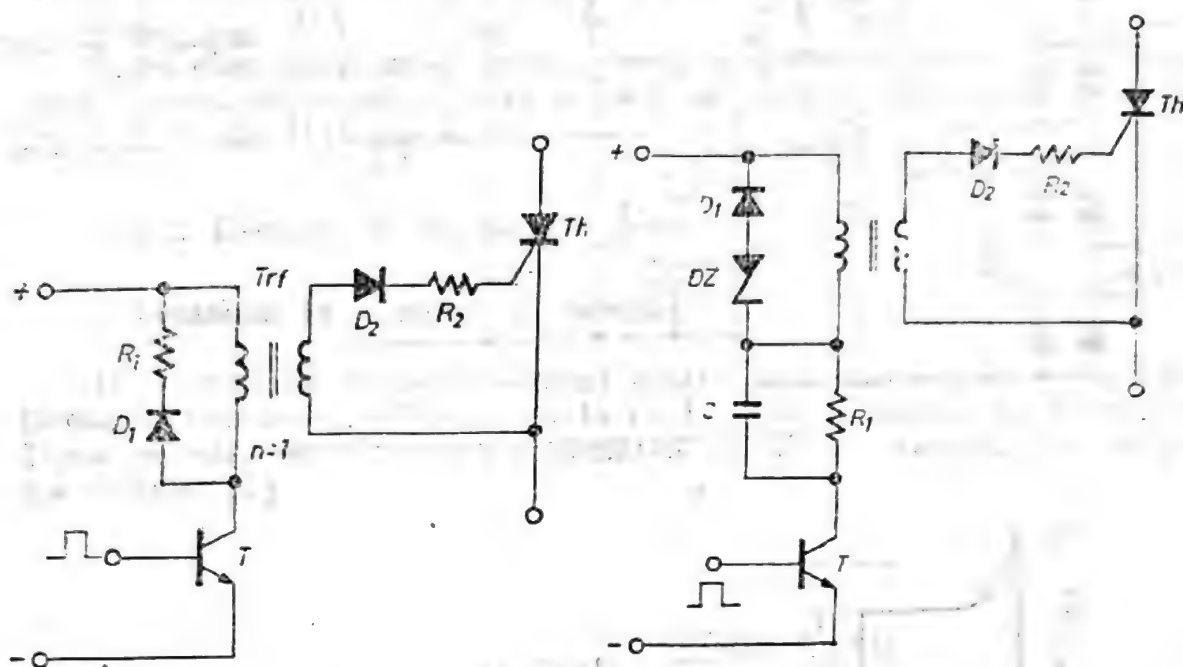


Fig. 8.11. Schema tipică a amplificatorului de impulsuri. Fig. 8.12. Amplificator de impulsuri cu impedanță internă complexă.

$T_2-T_3$ , prilejuind descărcarea condensatorului prin primarul transformatorului de impulsuri  $Trf$ . În momentul cînd potențialul punctului  $A$  scade sub cel al punctului  $B$ , curentul prin primarul transformatorului este preluat de sursa  $PD_2-C_2$  formînd în continuare palierul impulsului. Forma de undă a tensiunii pe înfășurarea primară se prezintă ca în figura 8.13.b.

Izolarea galvanică se poate realiza și prin optocuplor însă în acest caz amplificatorul de impulsuri se găsește direct conectat la tiristorul de putere astfel încît el trebuie alimentat printr-un transformator de izolare auxiliar (figura 8.14). Avantajul acestui mod de izolare constă în evitarea deformărilor impulsului de comandă, determinate de elementele echivalente ale transformatorului de impulsuri (inductanță de magnetizare, de scăpări, capacități parazite etc.).

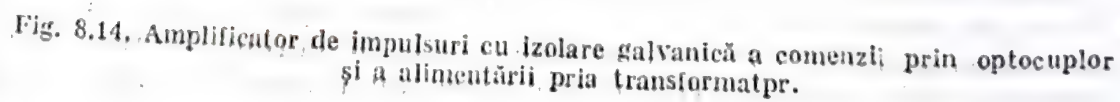
### 8.3. Circuite de comandă pentru tiristoarele cu blocare pe poartă (GTO)

#### 8.3.1. Introducere

Amorsarea (on) și blocarea (off) tiristoarelor cu blocare pe poartă (GTO — *gate turn-off thyristors*) se realizează prin aplicarea pe poartă ( $G$ ) a unor impulsuri pozitive, respectiv negative, de curent. Se reamintește că blocarea tiristorului GTO prin aplicarea unor impulsuri negative de



100-443887-100





comandă se poate efectua fără inversarea polarității tensiunii anod-catod (vezi Capitolul 2, din această carte). De asemenea, nu trebuie uitat că valoarea curentului negativ de comandă extras prin poarta tiristorului *GTO* în cursul blocării acestuia poate ajunge — în cazul dispozitivelor de mare putere (sute sau chiar mii de amperi) — la 20...25% din curentul  $I_{TQCM}$ .

Ca o observație cu caracter general se poate menționa că structura unui circuit de comandă este dictată de aplicația concretă a tiristorului *GTO* [5÷11].

### 8.3.2. Exemple de circuite de comandă

#### Comanda în circuitul de sarcină

Un circuit de comandă — unul dintre cele mai simple — aplicabil în cazul tiristoarelor *GTO* de pină la 10 A — este prezentat în figura 8.15. Ideea pe care se bazează funcționarea circuitului rezultă din inspecția schemei [7].

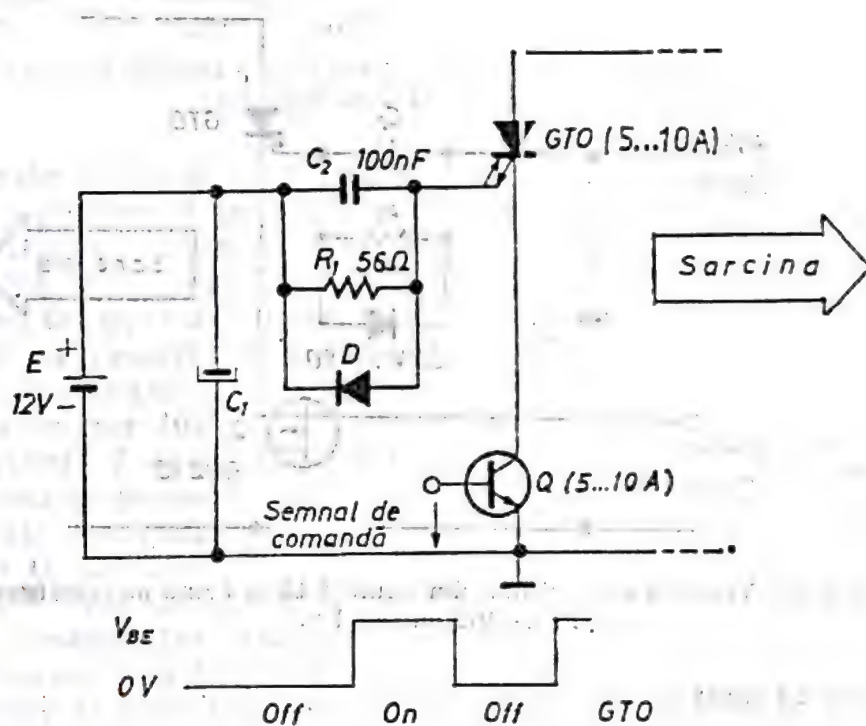


Fig. 8.15. Circuit simplu de comandă on/off a unui tiristor *GTO* cu ajutorul unui tranzistor bipolar plasat în catodul dispozitivului *GTO*.

Amorsarea tiristorului *GTO* are loc odată cu comanda de intrare în conducție a tranzistorului *Q*, fiind indusă de către curentul care inițial trece prin  $C_2$ . După epuizarea regimului tranzitoriu curentul de alimentare al porții este asigurat prin intermediul rezistorului  $R_1$ . Acest curent de poartă furnizat tiristorului *GTO* aflat în conducție directă are drept rezultat accentuarea stării de saturație a tranzistorului npn component al structurii dispozitivului și, deci, reducerea căderii de tensiune în direct  $V_{TM}$ .

Blocarea tiristorului GTO se realizează prin blocarea tranzistorului Q. Odată cu blocarea lui Q curentul de sarcină, care trecea prin tiristorul GTO, este deviat spre terminalul de poartă al acestuia. Acest curent curge în primele momente după aplicarea comenzii prin capacitorul  $C_2$ . După descărcarea completă a capacitorului  $C_2$  curentul negativ de poartă curge prin dioda D.

Trebuie observat că tiristorul GTO este responsabil pentru blocarea tensiunii de valoare ridicată aplicată pe sarcină, iar tranzistorul Q pentru valoarea amplitudinii semnalului de comandă și a vitezei de comutare. Caracteristic acestei scheme este faptul că tranzistorul Q — prin intermediul căruia se execută comanda — trebuie să suporte curentul care trece prin tiristorul GTO și sarcină. Ca urmare Q este de curent mare și tensiune relativ redusă.

Circuitul poate fi utilizat atât în c.c. cât și în funcționarea în impulsuri într-o gamă largă de valori ale factorului de umplere.

Reducerea puterii cerute de la sursa de semnal de comandă la valori neglijabile se poate obține prin înlocuirea tranzistorului Q cu un tranzistor MOS de putere [5, 6] (vezi figura 8.16).

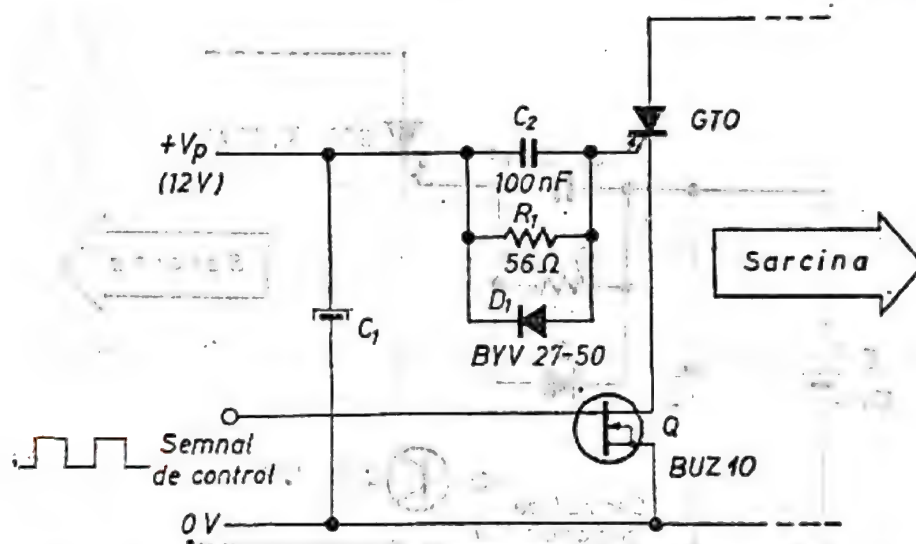


Fig. 8.16. Variantă a circuitului din figura 8.15 utilizând un tranzistor TEC-MOS cu canal n.

### Comanda în poartă

Comanda tiristorului GTO direct în poartă impune utilizarea unor circuite de comandă capabile să furnizeze porții curentul de amorsare și să absoarbă din poartă curentul de blocare (mult mai mare decât curentul de amorsare).

Un exemplu îl constituie circuitul de comandă din figura 8.17. Schema este utilizată în sistemele de deflexie pe orizontală din receptoarele TV, în comanda motoarelor mașinilor de spălat rufe etc. [5, 6]

Curentul de poartă necesar amorsării tiristorului GTO este furnizat prin saturarea tranzistorului  $Q_1$  ( $Q_2$  este blocat), fiind limitat de rezistorul  $R_1$ . Capacitorul  $C_1$  se încarcă la o tensiune determinată de  $V_{cc}$  și  $R_1$  (valoarea sa finală se alege mai mică decât tensiunea de străpungere a joncțiunii poartă-catod a tiristorului GTO). După încărcarea lui  $C_1$  curen-



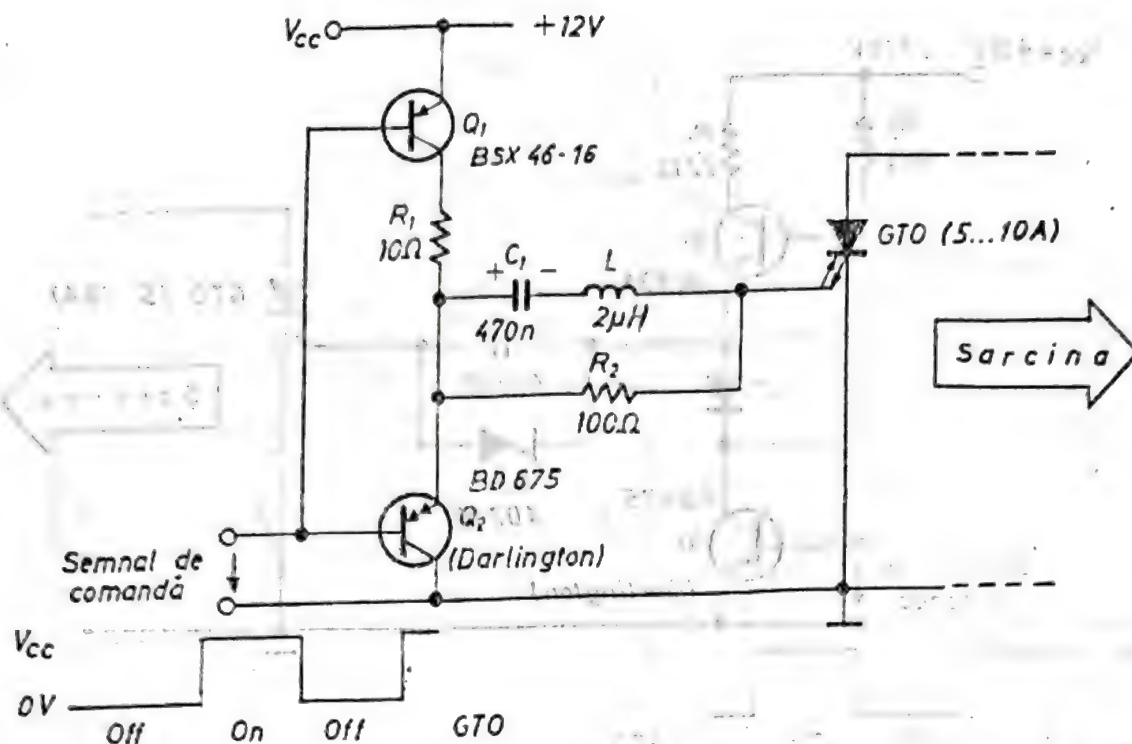


Fig. 8.17. Variantă practică a unui circuit de comandă pe poartă a tiristoarelor GTO utilizând două tranzistoare bipolare.

ul pozitiv de poartă scade la un nivel determinat de  $V_{cc}$  și  $R_1$ ,  $R_2$ . Menținerea acestui curent pe toată durata secvenței *on* a tiristorului micșorează căderea de tensiune în direct pe dispozitiv.

Procesul de blocare al tiristorului GTO este inițiat prin blocarea lui  $Q_1$  și saturarea lui  $Q_2$ . Ca urmare, condensatorul  $C_1$  (încărcat în secvența *on* anterioară cu polaritatea indicată în figura 8.17) este conectat între poarta și catodul tiristorului. Curentul de descărcare al lui  $C_1$  este extras din poarta tiristorului ducând în final la blocarea sa.

Inductanța  $L$  determină panta de creștere a curentului de comandă la amorsarea și blocarea tiristorului. Limita inferioară a factorului de umplere este determinată de timpul necesar încărcării capacitoarei  $C_1$  prin  $R_1$  și  $Q_1$  saturat.

Alte două versiuni de circuit de comandă [5, 6] care utilizează aceeași idee ca și circuitul din figura 8.17 sînt prezentate în figurile 8.18 și 8.19.

În circuitul din figura 8.18 tiristorul GTO este blocat (*off*) dacă  $Q_2$  este deschis și  $Q_1$  blocat. Starea de conducție (*on*) corespunde lui  $Q_2$  blocat și  $Q_1$  deschis. Dioda  $D$  contribuie la blocarea fermă a tranzistorului  $Q_1$  atît timp cît tranzistorul  $Q_2$  este deschis. Dioda Zener,  $DZ$ , limitează la aproximativ 11 V ( $\approx V_z + V_D + V_{CEsat2}$ ) tensiunea negativă aplicată porții GTO în starea *off*. Curentul maxim controlabil al tiristorului GTO este  $I_{Tocm} \approx 10$  A.

Dezavantajul principal al schemei constă în faptul că valoarea curentului pozitiv de amorsare depinde de tensiunea de alimentare a circuitului de comandă.

Acest dezavantaj este considerabil diminuat în varianta din figura 8.19. Tranzistorul  $Q_1$  este o sursă de curent care asigură curentul pozitiv de comandă necesar amorsării GTO, egal cu aproximativ  $0,6$  V/ $R_1$ . Capacitorul  $C_2$  permite mărirea curentului inițial de poartă la aprinderea GTO, ceea ce micșorează timpul  $t_{gt}$  și deci pierderile la amorsare.

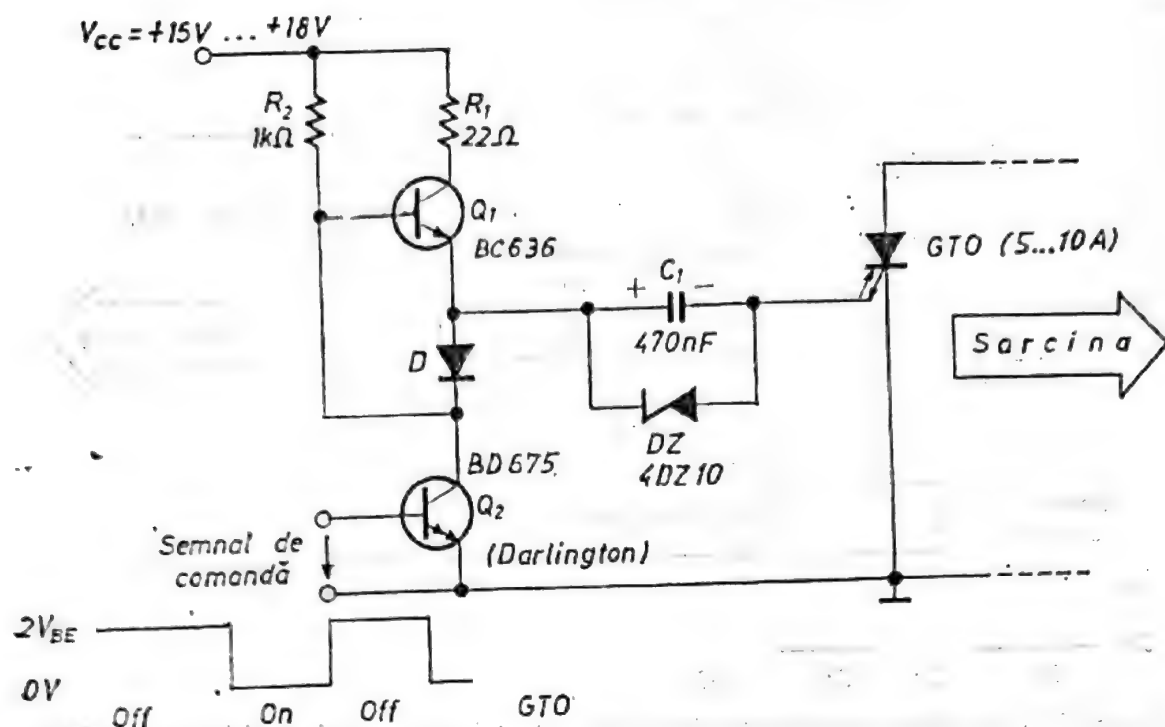


Fig. 8.18. Variantă de circuit de comandă cu cuplaj direct pentru tiristoare GTO cu controlul procesului de comutare prin intermediul tranzistorului  $Q_2$ .

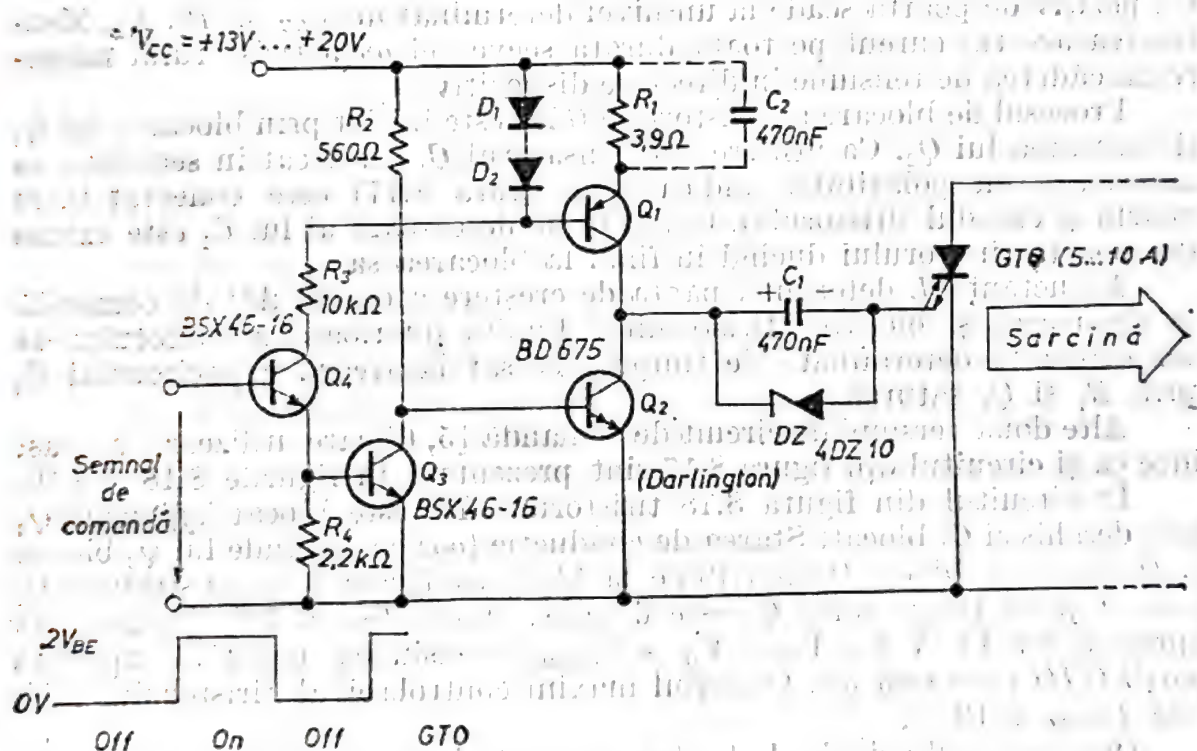


Fig. 8.19. Variantă îmbunătățită a circuitului din figura 8.18.

Numitorul comun al circuitelor din figurile 8.17÷8.19 îl constituie „condensatorul de stingere”  $C_1$ , utilizat pentru blocarea dispozitivelor GTO prin polarizarea în invers a joncțiunii poartă-catod. Particularitățile legate de utilizarea „condensatoarelor de stingere” sînt evidențiate în continuare pentru secvențele de amorsare (vezi figura 8.20) și de blocare pe poartă (vezi figura 8.21) a tiristoarelor GTO [5...8].



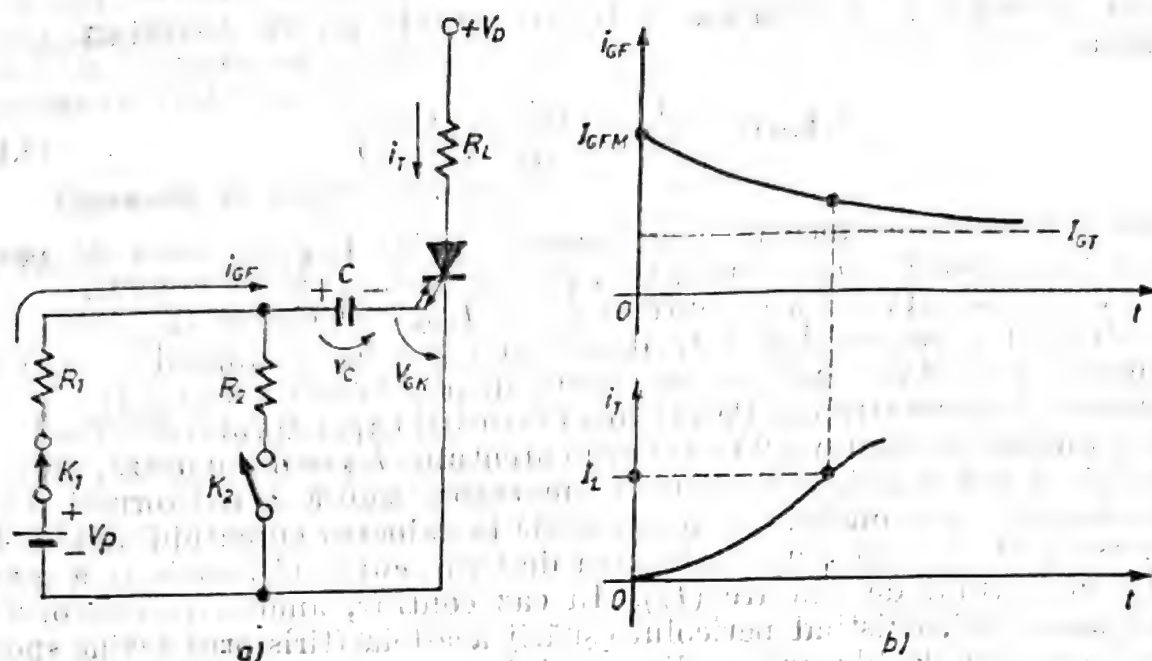


Fig. 8.20. Formele de undă tipice ale curenților de poartă  $i_{GF}$ , respectiv anodic  $i_T$ , (b), la amorsarea pe poartă a unui tiristor GTO via condensatorul de stingere C, (a).

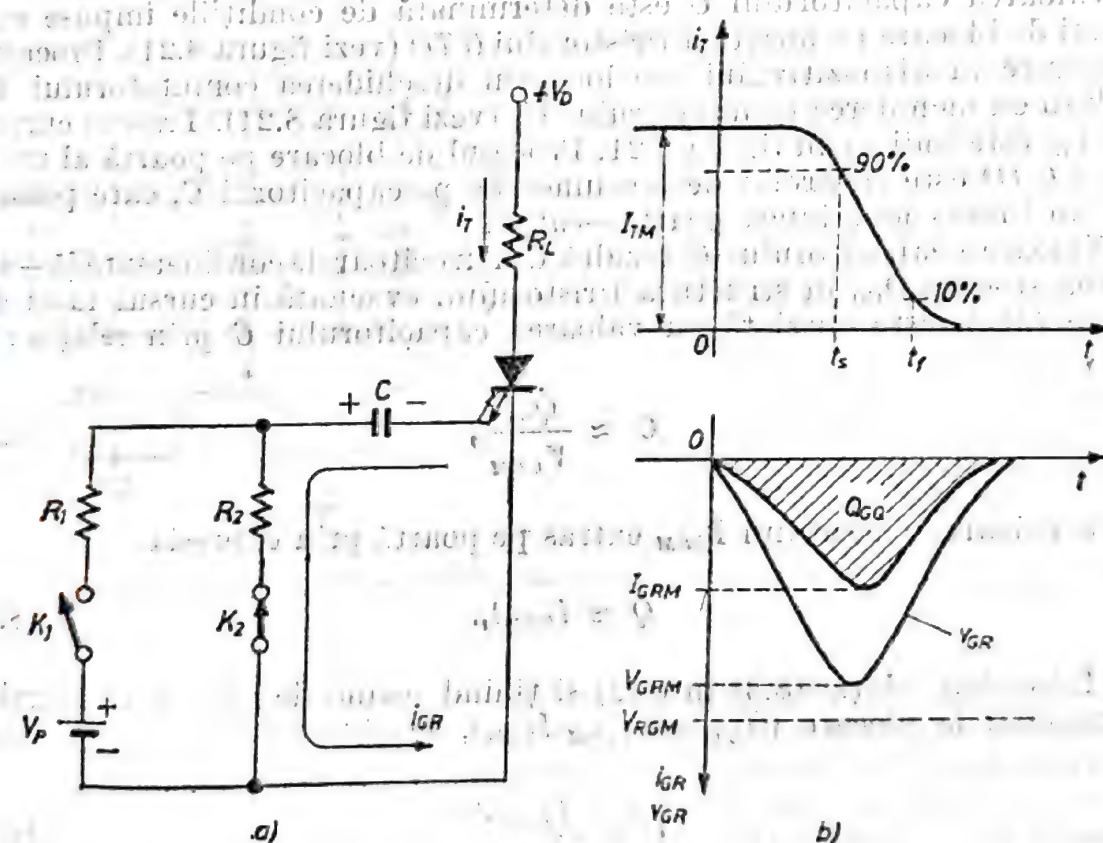


Fig. 8.21. Formele de undă tipice (b), în cursul procesului de blocare pe poartă a unui tiristor GTO utilizând un condensator de stingere (a).

Secvența de amorsare a tiristorului GTO este declanșată prin închiderea comutatorului  $K_1$  și deschiderea comutatorului  $K_2$ .

Curentul de amorsare pe poartă  $i_{GF}$  este furnizat de sursa de polarizare  $V_P$  pe traseul: rezistorul  $R_1$  — capacitorul C — jonțiunea poartă-

catod ( $G-K$ ) a tiristorului  $GTO$ . Curentul  $i_{GF}$  se exprimă prin relația

$$i_{GF}(t) = \frac{V_P - v_C(t) - V_{GK}}{R_1}, \quad (8.1)$$

unde  $v_C(t)$  este tensiunea pe condensatorul  $C$ , iar  $V_{GK}$  tensiunea de prag a joncțiunii poartă ( $G$ ) — catod ( $K$ ), practic egală cu  $0,7$  V la  $25^\circ\text{C}$ .

Valoarea maximă a curentului  $i_{GF}(=I_{GFM})$  se obține în momentul  $t=0$ , cind capacitorul  $C$  este descărcat ( $v_C=0$ ). Semnalul de supra-comandă (*over-drive*) aplicat pe poarta dispozitivului permite reducerea timpului de amorsare  $t_{gl}$ . Pe măsura încărcării capacitorului  $C$  cu polaritatea indicată în figura 8.20 valoarea curentului  $i_{GF}$  se diminuează, ceea ce rezultă și din relația 8.1. Pentru amorsarea sigură a tiristorului  $GTO$  este necesar ca semnalul  $i_{GF}$  să nu scadă la valoarea curentului minim de amorsare ( $I_{GT}$ ) decit după atingerea de către curentul anodic  $i_T$  a nivelului curentului de agățare ( $I_L$ ). În caz contrar, amorsarea tiristorului este „incertă”, existînd pericolul eșuării acesteia (tiristorul revine spontan în starea de blocare în direct). Asigurarea scăderii relației lente a curentului  $i_{GF}$  (vezi figura 8.20) se obține din ajustarea constantei de timp încărcare  $\tau = R_1 C$  a capacitorului  $C$ .

Valoarea capacitorului  $C$  este determinată de condițiile impuse circuitului de blocare pe poartă a tiristorului  $GTO$  (vezi figura 8.21). Procesul de stingere al dispozitivului are loc prin deschiderea comutatorului  $K_1$  simultan cu închiderea comutatorului  $K_2$  (vezi figura 8.21). Traseul curentului  $i_{GK}$  este indicat în figura 8.21. Procesul de blocare pe poartă al tiristorului  $GTO$  este controlat de tensiunea de pe capacitorul  $C$ , care polarizează în invers joncțiunea poartă—catod.

Valoarea capacitorului  $C$  rezultă din următoarele considerente [5÷8]. Sarcina stocată  $Q_{GQ}$  în structura tiristorului, evacuată în cursul fazei de stocare  $t_s(t_{d7})$ , este corelată cu valoarea capacitorului  $C$  prin relația :

$$C \approx \frac{Q_{GQ}}{V_{GRM}}, \quad (8.2)$$

iar cu valoarea curentului  $I_{GRM}$  extras pe poartă prin expresia

$$Q \approx I_{GRM} t_s. \quad (8.3)$$

Înlocuind relația (8.3) în (8.2) și ținînd seama de expresia cîștigului operațional la blocare ( $G_{off} = I_{TQRM}/I_{GRM}$ ), se obține :

$$C \approx \frac{I_{TQRM} t_s}{G_{off} V_{GRM}} \quad (8.4)$$

De exemplu, pentru un tiristor  $GTO$  de medie putere cu  $I_{TQRM} = 5$  A,  $t_s \approx 1$   $\mu\text{s}$ , operînd cu un cîștig  $G_{off} = 2$ , pentru  $V_{GRM} = 10$  V din (8.4) rezultă  $C \approx 250$  nF. În cazul în care se urmărește ca în decursul procesului de blocare pe poartă condensatorul  $C$  să se descarce nesemnificativ, valoarea sa trebuie mărită practic de aproximativ 10 ori (în cazul de față, la



2,5  $\mu\text{F}$ ). În cazul stingerii pe poartă a tiristoarelor *GTO* de curenți mari ( $I_{TORM} > 100 \text{ A}$ ), se renunță la condiția „nedescărcării” capacitorului *C*, întrucât îndeplinirea ei ar conduce la valori prohibitiv de mari ale condensatorului de stingere.

### Comandă în poartă cu izolație galvanică

Circuitul de comandă din figura 8.22 asigură izolația galvanică față de sarcină prin utilizarea unui transformator de impulsuri [7, 8]. Acest circuit poate fi utilizat în comanda pe poartă a tiristorului *GTO* de medie putere până la frecvența de ordinul zecilor de kHz în aplicații în care factorul de umplere variază între 5% și 50%.

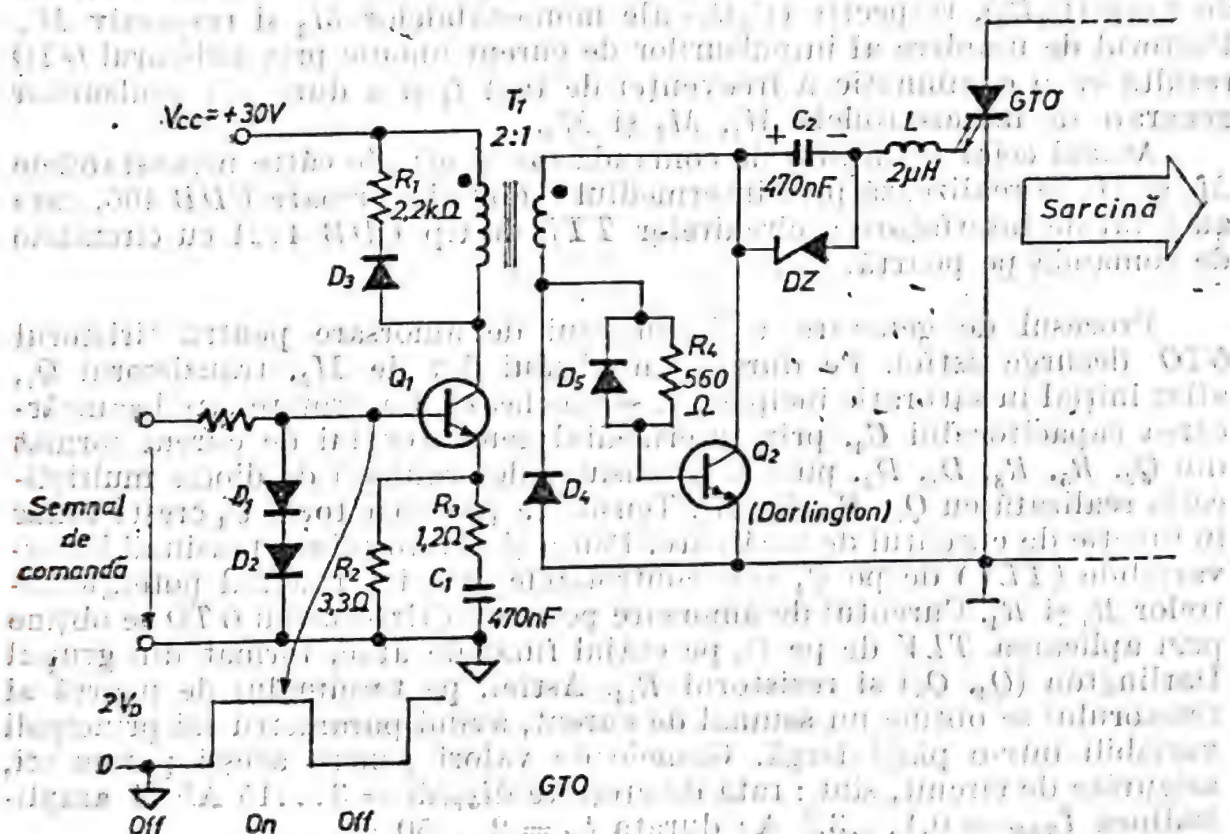


Fig. 8.22. Circuit de comandă pe poartă a tiristoarelor *GTO* cu cuplaj prin transformator de impulsuri.

Funcționarea circuitului urmărește în esență aceeași idee ca și circuitele din figurile 8.17, 8.18 și 8.19. Prin deschiderea tranzistorului  $Q_1$  curentul din secundarul transformatorului  $T$  curge prin capacitorul  $C_2$  în poarta tiristorului *GTO*, determinând amorsarea sa. Tranzistorul  $Q_2$  este blocat. Curentul de poartă are inițial o valoare mare datorită prezenței grupului  $R_3, C_1$ . După încărcarea capacitorului  $C_2$  cu polaritatea din figură (la o valoare egală cu tensiunea Zener, 10 V) curentul pozitiv de poartă este menținut prin intermediul diode Zener,  $DZ$ . Blocarea tranzistorului  $Q_1$  determină intrarea în conducție a tranzistorului  $Q_2$ , capacitorul  $C_2$  polarizează invers joncțiunea poartă—catod a tiristorului *GTO* permițând astfel extragerea curentului prin poartă și deci blocarea lui.



## Scheme practice de comandă și testare

● O schemă practică de comandă pe poartă [9] a unui tiristor *GTO* este prezentată în figura 8.23.

Funcționarea circuitului este controlată de monostabilul  $M_1$  acționat de impulsurile de tact cu frecvența  $f_t$  provenite de la un generator pilot. Durata  $t_p$  a impulsurilor furnizate de monostabilul  $M_1$  determină durata timpului de conducție al tiristorului *GTO*: frontul pozitiv al impulsului de ieșire al monostabilului  $M_1$  comandă monostabilul  $M_2$  care, la rîndu-i, determină durata impulsului de amorsare ( $t_{of}$ ) aplicat pe poarta tiristorului, în timp ce frontul negativ al impulsului de la ieșirea monostabilului  $M_1$  determină bascularea monostabilului  $M_3$ , inițiind astfel declanșarea procesului de blocare pe poartă a tiristorului *GTO*. Durata impulsurilor de *on* ( $t_{of}$ ) și *off* ( $t_{or}$ ) poate fi controlată prin intermediul constantelor de timp ( $C_2R_2$ ), respectiv ( $C_3R_3$ ) ale monostabilelor  $M_2$  și respectiv  $M_3$ . Factorul de umplere al impulsurilor de curent anodic prin tiristorul *GTO* rezultă ca o combinație a frecvenței de tact  $f_t$  și a duratei impulsurilor generate de monostabilele  $M_1$ ,  $M_2$  și  $M_3$ .

Atacul celor două linii de comandă (*on* și *off*) de către monostabilele  $M_2$  și  $M_3$  se realizează prin intermediul a două inversoare *CDB 406*, care au rolul de interfațare a circuitelor *TTL* de tip *CDB 4121* cu circuitele de comandă pe poartă.

Procesul de generare a impulsului de amorsare pentru tiristorul *GTO* decurge astfel. Pe durata impulsului dat de  $M_2$ , tranzistorul  $Q_1$ , aflat inițial în saturație incipientă, se blochează. Ca urmare, are loc încărcarea capacitorului  $C_4$ , prin intermediul generatorului de curent format din  $Q_2$ ,  $R_5$ ,  $R_8$ ,  $D_1$ ,  $D_2$ , pînă la o tensiune determinată de dioda multiplicată, realizată cu  $Q_3$ ,  $R_4$ ,  $R_6$ ,  $R_7$ . Tensiunea pe capacitorul  $C_4$  crește liniar în funcție de curentul de încărcare. Panta și amplitudinea tensiunii liniar-variabile (*TLV*) de pe  $C_4$  sînt controlabile prin intermediul potențioanelor  $R_5$  și  $R_4$ . Curentul de amorsare pe poarta tiristorului *GTO* se obține prin aplicarea *TLV* de pe  $C_4$  pe etajul final de atac, format din grupul Darlington ( $Q_4$ ,  $Q_5$ ) și rezistorul  $R_{11}$ . Astfel, pe terminalul de poartă al tiristorului se obține un semnal de curent, avînd parametri săi principali variabili într-o plajă largă. Gamele de valori pentru acești parametri, asigurate de circuit, sînt: rata de creștere  $di_{GF}/dt = 3 \dots 15 \text{ A}/\mu\text{s}$ ; amplitudinea  $I_{CFM} = 0,1 \dots 3,5 \text{ A}$ ; durata  $t_{of} = 2 \dots 50 \mu\text{s}$ .

Procesul de generare al impulsului de blocare pentru tiristorul *GTO* decurge în mod analog, cele două canale fiind simetrice.

Funcționarea secvențială a blocului formator al impulsului de blocare are loc pe durata impulsului generat de monostabilul  $M_3$ . Din momentul blocării tranzistorului  $Q_6$  prin impulsul aplicat pe baza sa, procesul de formare a impulsului de blocare — prin asigurarea încărcării liniare a capacitorului  $C_5$  — decurge identic cu cel descris la amorsare. Singura deosebire substanțială față de blocul de amorsare rezidă în faptul că *TLV* generată pe capacitorul  $C_5$  este aplicată unui triplet de tranzistoare ( $Q_{10}$ ,  $Q_{11}$ ,  $Q_{12}$ ), necesar generării curentului  $I_{GRM}$ , avînd, de regulă același ordin de mărime cu curentul anodic al tiristorului *GTO*. Parametrii principali ai impulsurilor negative de curent generate pe poarta tiristorului *GTO* sînt variabili în următoarele plaje de valori: rata de creștere a curentului



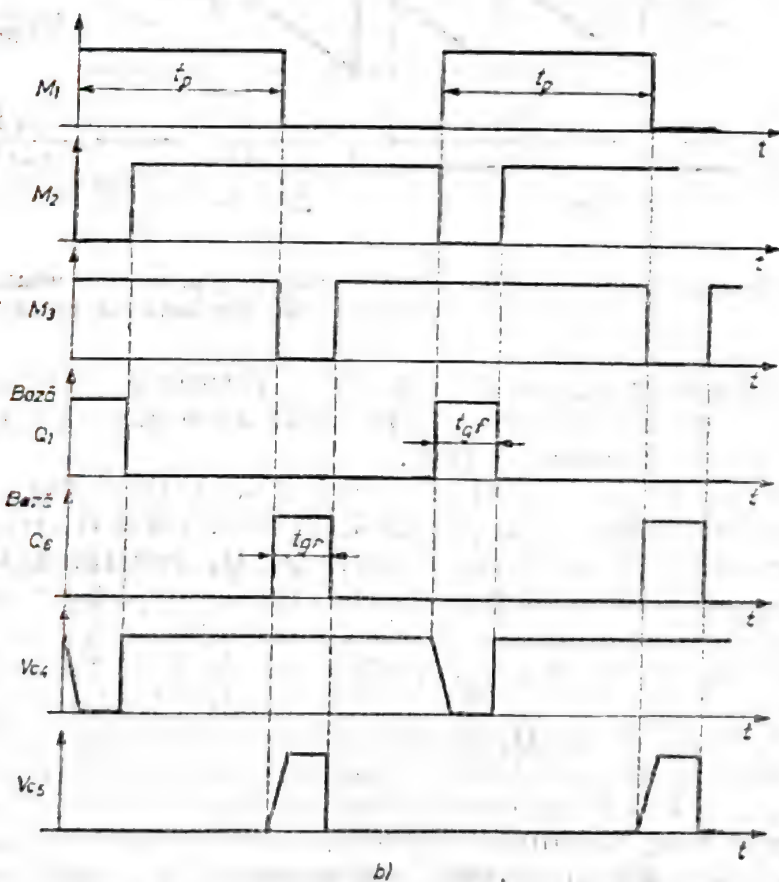
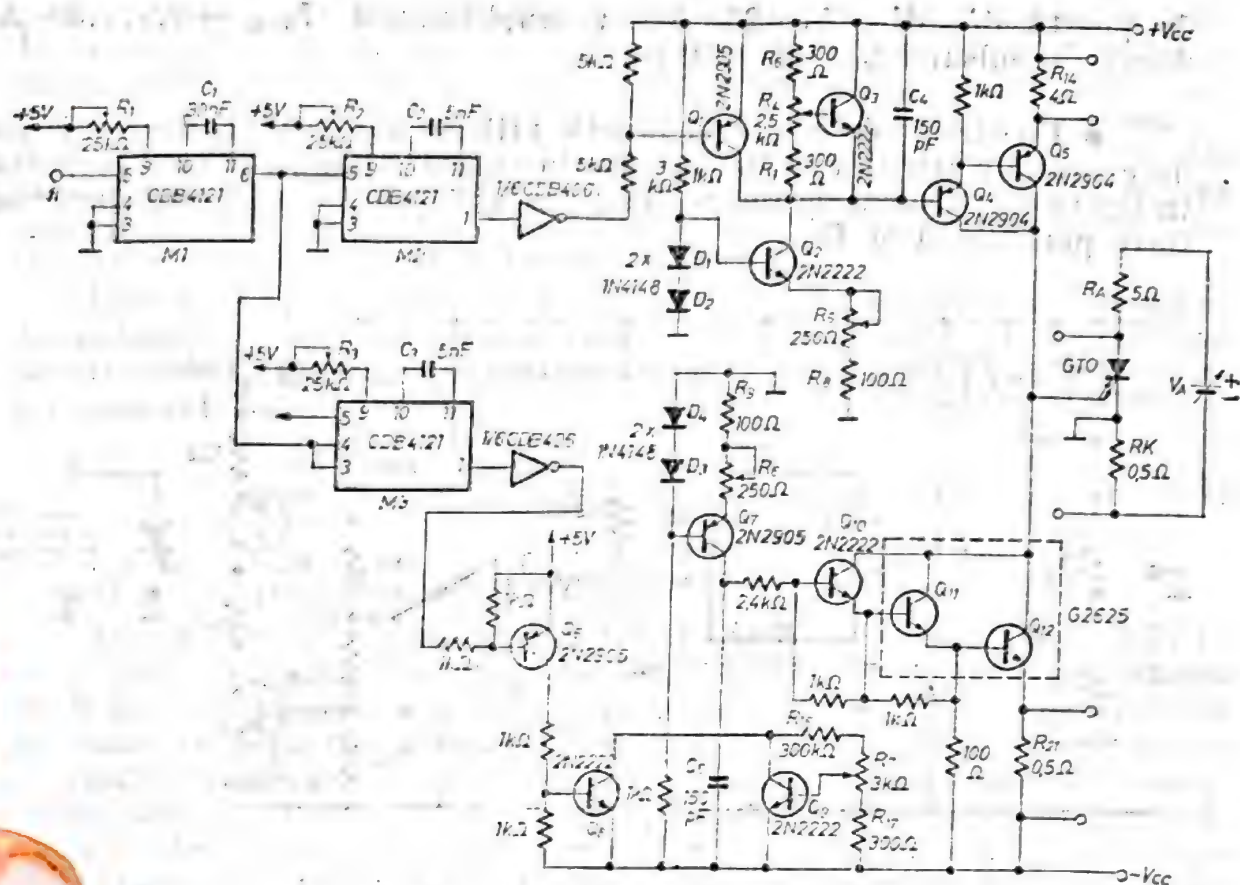


Fig. 8.23. (a) Schema detaliată a unui circuit practic de comandă pe poartă a unui tiristor GTO; (b) Formele de undă.





rului  $Q_4$ . Curentul de colector al tranzistorului  $Q_4$  constituie un semnal negativ aplicat pe terminalul de comandă al dispozitivului de comutație. În consecință, dispozitivul de comutație se blochează (*off*) și rămâne în această stare pînă în momentul în care tensiunea aplicată pe borna neînversoare a comparatorului ( $CI_2$ ) scade din nou sub valoarea  $V_R$ , ceea ce determină trecerea ieșirii lui  $CI_2$  din starea 1 în 0 logic și reluarea ciclului descris mai sus. Condensatorul  $C_3$  asigură o supracomandare în curent a porții tiristorului  $GTO$  la începutul procesului de amorsare a acestuia, fapt care accelerează comutarea dispozitivului.

Frecvența de funcționare a circuitului este controlată de cel de al doilea bloc, format din oglinda de curent  $Q_1, Q_2$  și circuitul  $CI_1$ . În decursul fiecărui ciclu de funcționare, condensatorul  $C$  este încărcat liniar de curentul constant  $I$ :

$$I \approx \frac{V_{CC}}{R_1 + P_1} \quad (8.5)$$

unde  $V_{CC}$  este tensiunea de alimentare.

Atita timp cît valoarea instantanee a tensiunii liniar-variabile ( $TLV$ ) de pe condensatorul  $C$  este inferioară tensiunii de referință  $V_R$ , semnalul de 0 logic de la ieșirea comparatorului menține comutatorul în starea de conducție (*on*). În momentul în care  $TLV$  devine egală cu  $V_R$  ieșirea comparatorului trece în starea de 1 logic, determinînd blocarea dispozitivului de comutație (*off*). Comutatorul rămîne în starea *off* pînă cînd, datorită descărcării condensatorului  $C$ , tensiunea aplicată pe intrarea neînversoare a comparatorului scade sub valoarea de referință  $V_R$ . Excursia

$TLV$  de pe condensatorul  $C$  este limitată de  $\beta E_{555}$  la  $\left[ \text{gama } \frac{1}{3} V_{CC} \div \frac{2}{3} V_{CC} \right]$ . Frecvența impulsurilor de control, aplicate pe terminalul de comandă al dispozitivului de comutație, este dată de:

$$f = \frac{I}{C \left[ \frac{1}{3} (V_{CC} + |V_{EE}|) \right]} \quad (8.6)$$

Prin înlocuirea relației (8.6) în (8.5) se obține:

$$f = \frac{3}{C(R_1 + P_1)} \quad (8.7)$$

Din relația (8.7) rezultă că frecvența impulsurilor *on/off* aplicate pe terminalul de comandă al dispozitivului de comutație este independentă de tensiunea de alimentare  $V_{CC}$  și de fluctuațiile acesteia. Frecvența  $f$  poate fi reglată cu ajutorul potențiometrului  $P_1$ . Pentru cele două poziții extreme ale potențiometrului  $P_1$ , gama de frecvențe a impulsurilor este cuprinsă între  $\approx 2$  kHz și  $\approx 13$  kHz.

Factorul de umplere al impulsurilor aplicate pe terminalul de comandă al dispozitivului de comutație poate fi ajustat prin intermediul tensiunii de referință  $V_R$ .

Circuitul poate fi ușor adaptat pentru alte game de frecvență, precum și pentru comanda funcționării în modulatori (chopere) a tiristoarelor GTO de putere și a tranzistoarelor npn.

Trebuie remarcat faptul că valoarea maximă a tensiunii negative de alimentare ( $-V_{CC}$ ) trebuie să fie inferioară tensiunii de străpungere în invers a joncțiunii poartă-catod a tiristorului GTO.

## 8.4. Circuite integrate pentru comanda tiristoarelor și triacelor

### 8.4.1. Introducere

Folosirea circuitelor integrate în aplicații cu triace și tiristoare s-a impus nu atât prin realizarea aprinderii propriu-zise cât mai ales prin asigurarea controlului asupra momentului declanșării. Exact aceasta a fost și direcția de dezvoltare a circuitelor integrate pentru comanda tiristoarelor / triacelor.

Dacă primele circuite integrate din această categorie necesitau surse de alimentare de c.c. pentru funcționare și furnizau la ieșire impulsuri de aprindere de amplitudine relativ mică determinând astfel în mod aproape obligatoriu folosirea unui tranzistor „buffer” spre poarta tiristorului/triacului, circuitele actuale nu cer surse de alimentare de c.c. și oferă la ieșire impulsuri de aprindere mai mari de 100 mA putând astfel comanda direct poarta triacelor.

Evoluția a însemnat însă, așa cum am spus, și înglobarea multor funcții care altfel ar fi trebuit să fie realizate de circuite electronice cu componente discrete gândite cu multă fantezie pentru fiecare aplicație tipică.

Chiar dacă evoluția spre complexitate a acestor circuite a fost remarcabilă, s-a păstrat diferențierea lor netă în funcție de modul de comandă a aprinderii [12]:

- comandă *prin fază*;
- comandă *prin zero cu referință fixă*;
- comandă *prin zero cu referință variabilă*.

Alegerea modului de comandă a aprinderii este de importanță majoră pentru utilizator deoarece fiecare mod de comandă are avantaje și dezavantaje specifice.

Reamintim în continuare semnificația unor parametri ce vor fi folosiți în caracterizarea comenzii realizate de un circuit integrat oarecare de aprindere (vezi figura 8.25):

- $v_s$  este *tensiunea de senzor* care este citită în sarcina de putere. Este furnizată de un senzor de temperatură, lumină, turație, putere etc. și „oferită” circuitului integrat spre comparație cu valoarea  $v_R$ ;

- $v_R$  este o *tensiune de referință* generată intern (constantă sau variabilă în timp), care determină domeniul în care trebuie să varieze  $v_s$  pentru o funcționare corectă a circuitului;

- $v_G$  este o tensiune generată intern în urma comparării lui  $v_s$  cu  $v_R$ , către etajul de ieșire;

- $i_{GT}$  este *impulsul de curent de aprindere* generat către poarta triacului, validat de  $v_G$ ;



•  $v_{sync}$  este tensiunea desincronizare cu rețeaua de c.a. de 50 Hz, avînd în esență rolul unui ceas intern care controlează întreaga funcționare a circuitului;

•  $R_L$  este rezistența de sarcină din circuitul anodic al triacului.

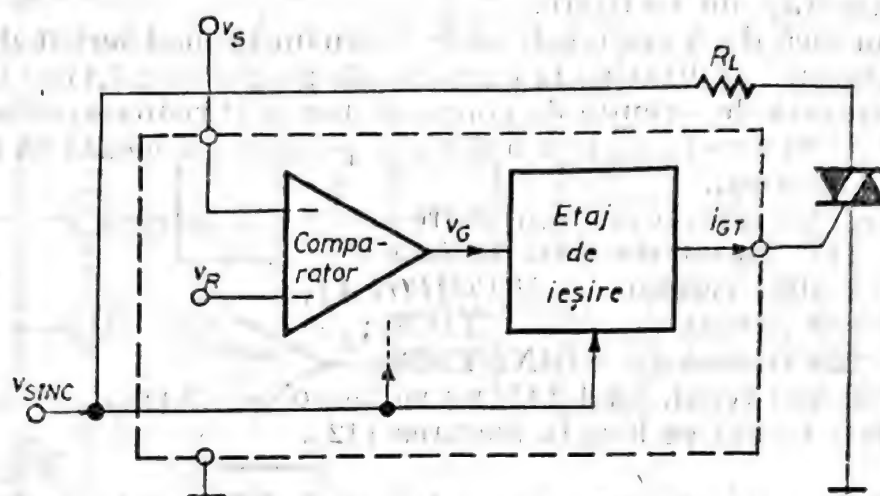


Fig. 8.25. Schema simplificată a unui circuit integrat tipic de comandă a triacelor.

Familia de circuite integrate pentru comanda tiristoarelor și triacelor fabricate la *IPRS-BĂNEASA* \* asigură o gamă de circuite mult evoluate față de circuitul  $\beta AA$  145 \*\* aflat deja în fabricație de mai mulți ani.

Prin performanțe și diversitate, aceste circuite acoperă un domeniu larg de utilizare de la cele mai simple aplicații (regimuri termice în rezistențe încălzitoare, redresoare semicomandate, etc.) pînă la aplicații complexe (controlul cuplului de rotație în motoarele de putere etc.).

Desigur că ceea ce constituie o aplicație „simplă” pentru fabricantul de circuite integrate poate fi o aplicație „complexă” pentru proiectantul schemei de aplicație. Calificativele „simplu” sau „complex” folosite mai sus se referă strict la asigurarea impulsului de aprindere al tiristoarelor triacelor. Un circuit integrat de comandă triacelor generează impulsul de aprindere în funcție de „informațiile” pe care le primește. Prelucrarea informațiilor poate fi simplă sau complexă. Acesta este sensul atribuit caracterizărilor de mai sus ale diverselor tipuri de aplicații.

Circuitele fabricate la *IPRS-BĂNEASA* și prezentate în continuare sînt circuite standard-industrial fiind produse de firme de prestigiu din lume, consacrate și în aplicațiile de putere: *AEG-TELEFUNKEN*, *MOTOROLA*, *SIGNETICS*.

Alegerea acestor circuite și nu a altora din gama largă oferită de diverși fabricanți a fost o opțiune puternic subiectivă deși criteriile care au stat la baza acestei opțiuni s-au dorit cît mai obiective. Ele s-au „invir-

\* *TDA* 1085 și  $\beta U$  217 omologate în 1988,  $\beta L$  120 și  $\beta L$  121 omologate în 1989.

\*\* Circuitul  $\beta AA$  145 este descris [12].

tit" în jurul unor noțiuni evident pragmatice, orientate în primul rând spre utilizator :

- necesități în aplicații;
- diversitate în aplicații;
- preț de cost;
- posibilități de realizare.

Nu știm încă dacă am reușit să le îmbinăm în mod fericit dar considerăm că „saltul” realizat de la circuitul de pionierat  $\beta AA145$  la această clasă modernizată de circuite de comandă triace (tiristoare) este deosebit de mare. Dacă el este făcut într-o direcție potrivită urmează să hotărască eventualii utilizatori.

Circuitele prezentate în continuare sînt următoarele :

- $\beta U 217$  (lansat de *AEG-TELEFUNKEN*);
- *TDA 1085* (lansat de *MOTOROLA*);
- $\beta L 120$  (lansat de *SIGNETICS*);
- $\beta L 121$  (lansat de *SIGNETICS*).

Circuitul mai vechi,  $\beta AA 145$ , nu va face obiectul prezentării deoarece aceasta a fost făcută pe larg în lucrarea [12].

#### 8.4.2. $\beta U 217$ — circuit pentru comanda prin zero a aprinderii triacelor [13]

##### Prezentarea circuitului

Circuitul  $\beta U 217$  este un circuit de tip „zero-cross”, care generează, în condiții bine precizate, impulsurile mari de curent de aprindere la fiecare trecere prin zero a tensiunii rețelei de c.a.

##### Caracteristici generale

- Comandă triace;
- Nu necesită surse de alimentare de c.c.;
- Generează impulsuri de curent de 100 mA;
- Realizează comanda prin zero atât cu referință fixă cît și cu referință variabilă;
- Are protecție la scurtcircuit pe ieșire;
- Este încapsulat în capsulă minidip (plastic, 8 terminale);
- Generează un impuls de durată fixă;
- Are imunitate la declanșări parazite.

##### Destinație

Circuitul  $\beta U 217$  este destinat aplicațiilor de tip „zero-cross”, de putere oferind utilizatorului multe facilități în exploatare. Este ideal pentru realizarea montajelor compacte (datorită capsulei minidip) în special în aplicații de tip „consumer”.

##### Schema bloc

În figura 8.26 este reprezentată schema bloc a circuitului  $\beta U 217$  împreună cu modul de conectare a componentelor externe. Pentru înțelegerea funcționării circuitului conform schemei de principiu din figura 8.25, au fost reprezentate semnalele electrice  $V_{SING}$ ,  $V_s$ ,  $V_R$ ,  $I_{GT}$  care apar în cazul concret al circuitului  $\beta U 217$  la terminalele 8, 3, 4, 6.



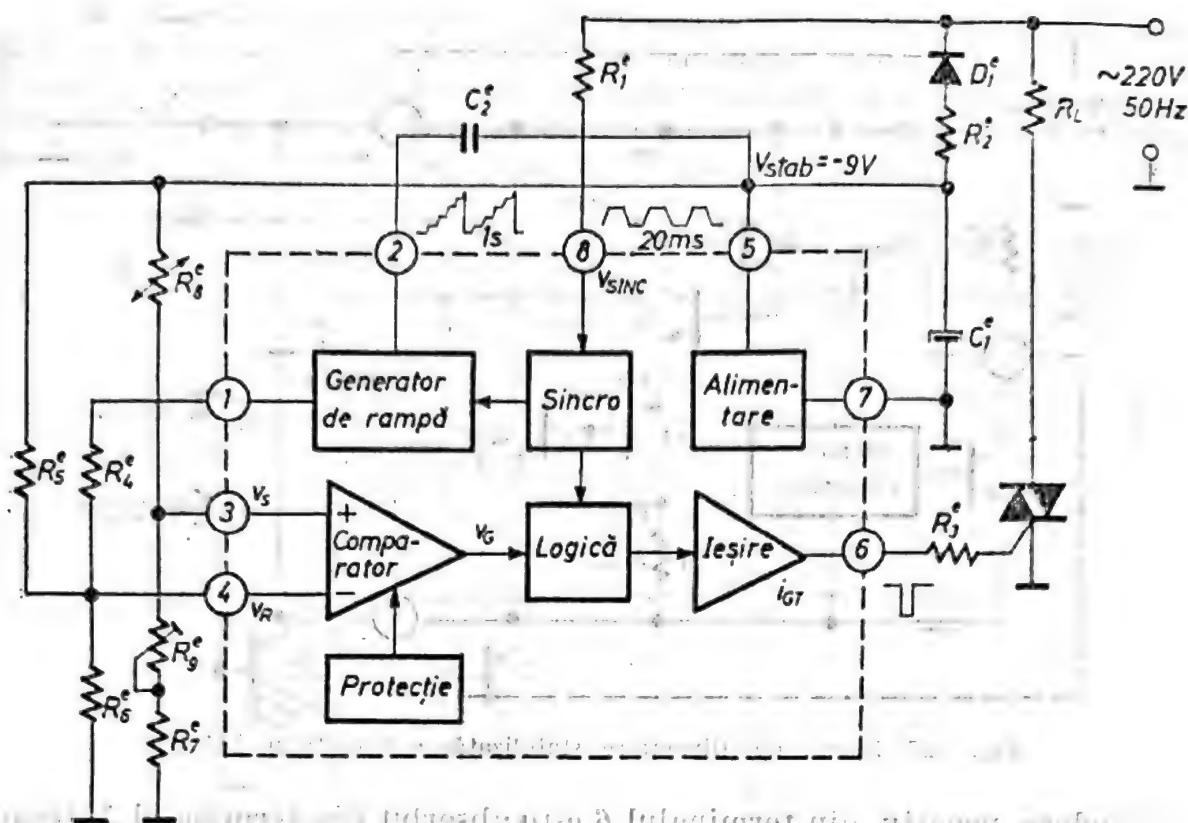


Fig. 8.26. Schema bloc a circuitului  $\beta U 217$ .

În continuare vor fi comentate pe scurt blocurile electrice „periferice” a căror funcționare corectă este direct legată de grupul de componente externe folosit.

### Blocurile electrice componente, de interfațare cu utilizatorul

• *Blocul de alimentare* (vezi figura 8.27) este prezent la majoritatea circuitelor de comandă triace. Lipsa surselor de alimentare de c.c. face ca acest bloc să fie cel care trebuie să realizeze stabilizarea tensiunii și eventual redresarea mono sau dublă-alternanță. El este format de grupul de tranzistoare  $Q_1 \dots Q_4$  și rezistența  $R_1$ . Tensiunea de referință de aproximativ 7,5 V este asigurată de tranzistorul  $Q_3$  montat în conexiune de diodă Zener funcționând la un curent de 0,3 mA. Tranzistorul  $Q_1$  joacă rolul unui tranzistor regulator paralel. Circuitul consumă aproximativ 1 mA și asigură la terminalul 5 o tensiune stabilizată (fără pretenții deosebite de stabilizare) de aproximativ 9 V. Grupul de componente externe responsabil de această funcționare este format de  $R_2$ ,  $D_1$ ,  $C_1$ . Acest grup asigură o redresare monoalternanță a tensiunii de rețea. Rezistența  $R_2$  este de valoare relativ mică (pentru necesarul de curent al circuitului de 1 mA ar fi fost suficientă o rezistență de aproximativ 200 k $\Omega$ ) și putere mare. Există o caracteristică comună tuturor circuitelor de comandă triace care nu necesită surse de alimentare de c.c.: deși circuitele integrate consumă un curent foarte mic, impulsurile de aprindere generate sînt de valori mari (100 mA).

Aceste impulsuri scurte de curent mare solicită în primul rînd grupul de componente externe de filtrare—redresare. În figura 8.27 impulsul de

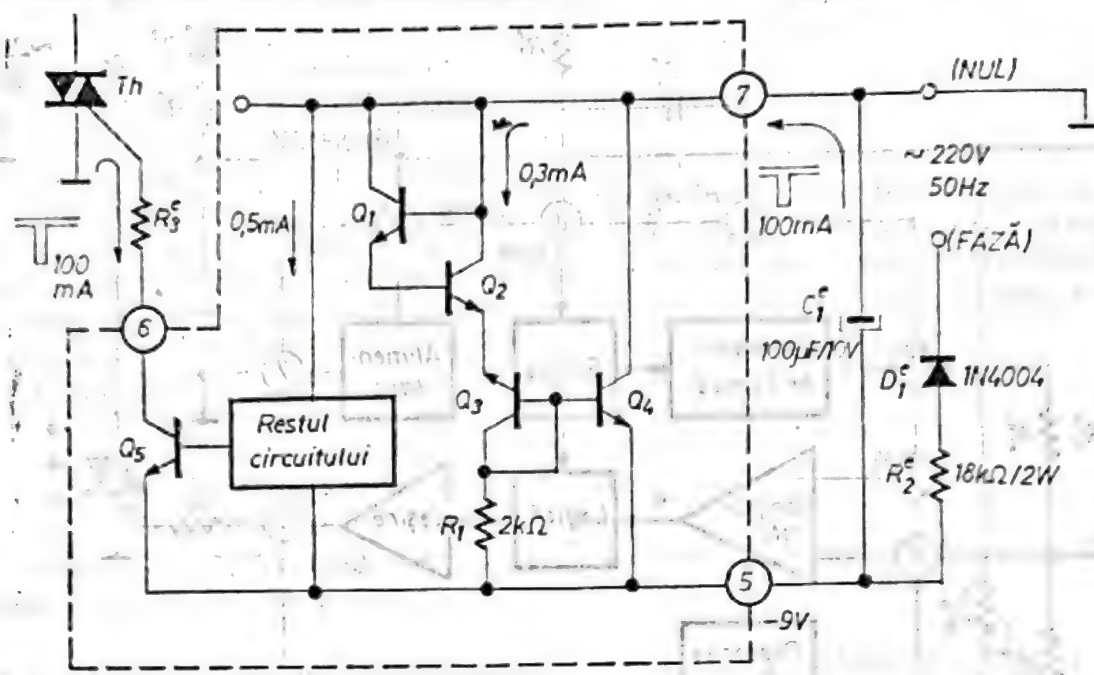


Fig. 8.27. Blocul de alimentare stabilizată a circuitului  $\beta U$  217.

aprindere, negativ, din terminalul 6 este absorbit din terminalul 7 (terminal de potențial 0 V), trece prin poarta triacului, prin rezistența de limitare  $R_2^c$  și se scurge prin tranzistorul  $Q_5$  de putere la terminalul 5. Tot acest curent  $I_{CT}$  este furnizat de condensatorul  $C_1^c$ . Pe durata impulsului de aprindere  $t_p$  tensiunea pe acest condensator scade aproximativ cu valoarea :

$$\Delta V = \frac{I_{CT} t_p}{C_1^c} \quad (8.8)$$

Evident că această scădere a tensiunii de alimentare poate opri funcționarea circuitului și ar fi de dorit o valoare mare pentru  $C_1^c$ . (Cu valorile din figura 8.27, pentru un impuls  $t_p = 0,4$  ms,  $\Delta V = 0,5$  V).

Trebuie însă reținut că descărcarea lui  $C_1^c$  se face cu o constantă de timp :

$$\tau_1 = C_1^c R_2^c \quad (8.9)$$

Această constantă de timp este direct responsabilă de timpul de creștere al impulsului de aprindere generat de circuit la terminalul 6.

Ea este mult mai mare decât timpul de comutare în direct intrinsec al tranzistorului de putere  $Q_5$ . În aplicațiile în care viteza de creștere a lui  $I_{CT}$  este importantă, dimensionarea grupului  $C_1^c$ ,  $R_2^c$  trebuie făcută cu multă atenție. Din acest punct de vedere, *compromisul stabilizare-timp de creștere trebuie făcut în favoarea timpului de creștere*. Circuitul integrat poate funcționa pînă la variații  $\Delta V$  de aproximativ 1 V. Această variație implică modificarea unor generatoare interne de curent cu efecte în primul rînd asupra tensiunii de decalaj la intrarea comparatorului (figura 8.26) și a performanțelor de prelucrare analogică a semnalului  $v_i$ .





Circuitele de comandă prin zero cu referință fixă nu necesită acest bloc al rampei de tensiune.

Circuitele de comandă prin zero cu referință variabilă au un generator de rampă cu o perioadă de ordinul secundelor, determinată de utilizator. Rampa este folosită pentru comparație cu semnalul purtător de infor-

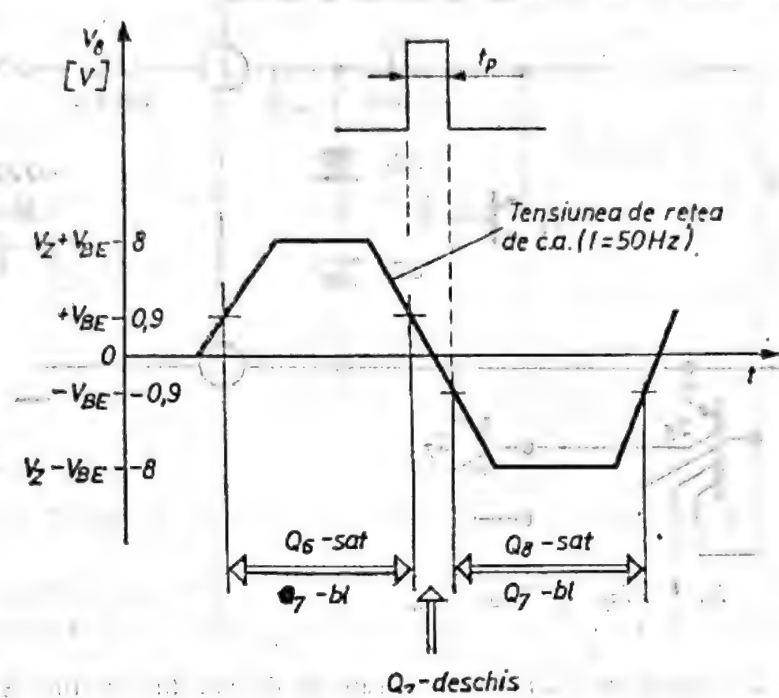


Fig. 8.29. Forma de undă la intrarea de sincronizare pentru circuitul 3U 217.

mație. În urma comparației rezultă intervale de timp (de ordinul a sute de milisecunde) în care se validează generarea impulsurilor de aprindere la fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea.

Circuitele de comandă prin fază au generatorul de rampă declanșat de rețeaua de c.a., având deci o perioadă de 20 ms. El servește ca și în cazul circuitelor cu comandă prin zero, la comparația cu semnalul purtător de informație. În acest caz, însă, la coincidența celor două semnale se generează impuls de aprindere pentru fiecare semialternanță.

Singura componentă externă necesară în modul de funcționare cu referință variabilă este condensatorul  $C_2^e$  (vezi figura 8.30.a). Acesta este încărcat de către generatorul de curent  $I_{C1}$  de 16  $\mu A$  (vezi figura 8.28), pe durata fiecărei semialternanțe negative de durată  $t = 10$  ms, cu o tensiune :

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C_2^e} = \frac{I_{C1} t}{C_2^e} = 0,16 \text{ V.} \quad (8.10)$$

Pe durata semialternanței negative  $C_2^e$  rămâne încărcat la tensiunea „acumulată” pînă atunci. O nouă semialternanță negativă îl încarcă din nou cu o „porție” de 0,16 V. Procesul continuă pînă cînd tensiunea  $V_2$  de pe condensator atinge valoarea de prag :

$$V_p = V_2 + 2V_{BE} = 8 \text{ V.} \quad (8.11)$$



În acest moment (vezi figura 8.30.a) grupul  $Q_9, Q_{10}, Q_{11}$ , ce poate fi asimilat cu un tiristor, se deschide, descărcând rapid condensatorul  $C_2$ . Durata descărcării condensatorului  $C_2^e$  de la 0 V la tensiunea de prag  $V_p = 8 \text{ V}$  se poate calcula cu ajutorul relațiilor (8.12) și (8.13). Notînd

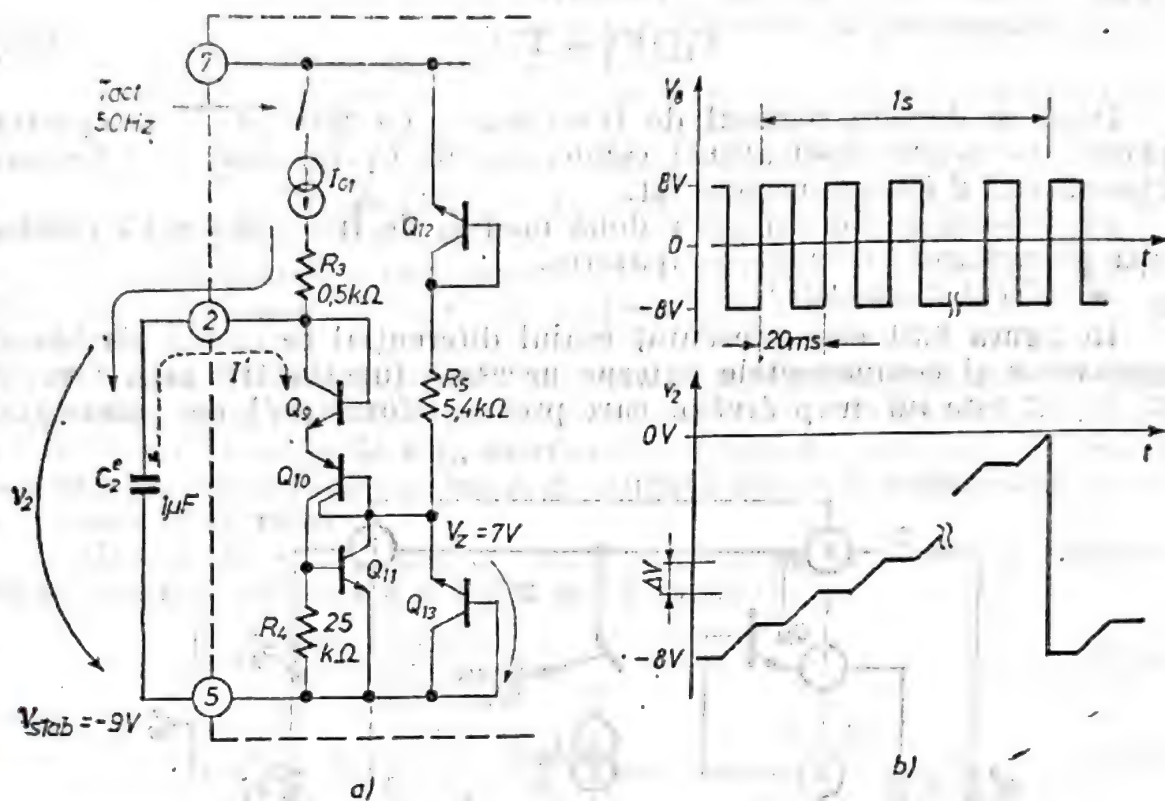


Fig. 8.30. Schema de principiu a circuitului care generează rampa de tensiune (a) și formele de undă caracteristice (b).

cu  $n$  numărul de „trepte” de tensiune  $\Delta V$ , corespunzătoare unui interval de timp de 20 ms (perioada rețelei de c.a.) se obține :

$$n = \frac{V_p}{\Delta V} = 50. \quad (8.12)$$

Rezultă perioada rampei de tensiune :

$$T = 20 \text{ ms} \times n = 1 \text{ s}. \quad (8.13)$$

În figura 8.30.b este prezentată forma de undă pentru tensiunea la terminalul 2.

Trebuie subliniat că această durată  $T$  este determinată intern de  $I_{C1} = 16 \mu\text{A}$ ,  $t = 10 \text{ ms}$ ,  $V_p = 8 \text{ V}$  și extern de  $C_2^e = 1 \mu\text{F}$ .

Utilizatorul poate determina prin alegerea condensatorului  $C_2^e$ , o perioadă  $T$  a rampei de tensiune corespunzătoare schemei de aplicație folosite. De exemplu, sistemele de putere cu „inertie” mare de răspuns necesită durate mari pentru  $T$ . Relația de calcul pentru  $C_2^e$  în funcție de

perioada dorită  $T$  este :

$$C_2^e = \frac{I_{G1} T}{2 V_p} \quad (8.14)$$

sau

$$C_2^e [\mu F] = T [s] \quad (8.15)$$

Dacă se dorește regimul de funcționare cu referință fixă (pentru aplicații nepretențioase) atunci condensatorul  $C_2^e$  nu mai este necesar și terminalul 2 rămâne neconectat.

Înțelegerea deplină a celor două moduri de funcționare va rezulta după prezentarea blocului comparator.

• *Blocul comparator*

În figura 8.31 este prezentat etajul diferențial ce constituie blocul comparator și componentele externe necesare funcționării sale. Grupul  $R_7^e, R_8^e, R_9^e$  este un grup divizor care preia „informația” de putere din

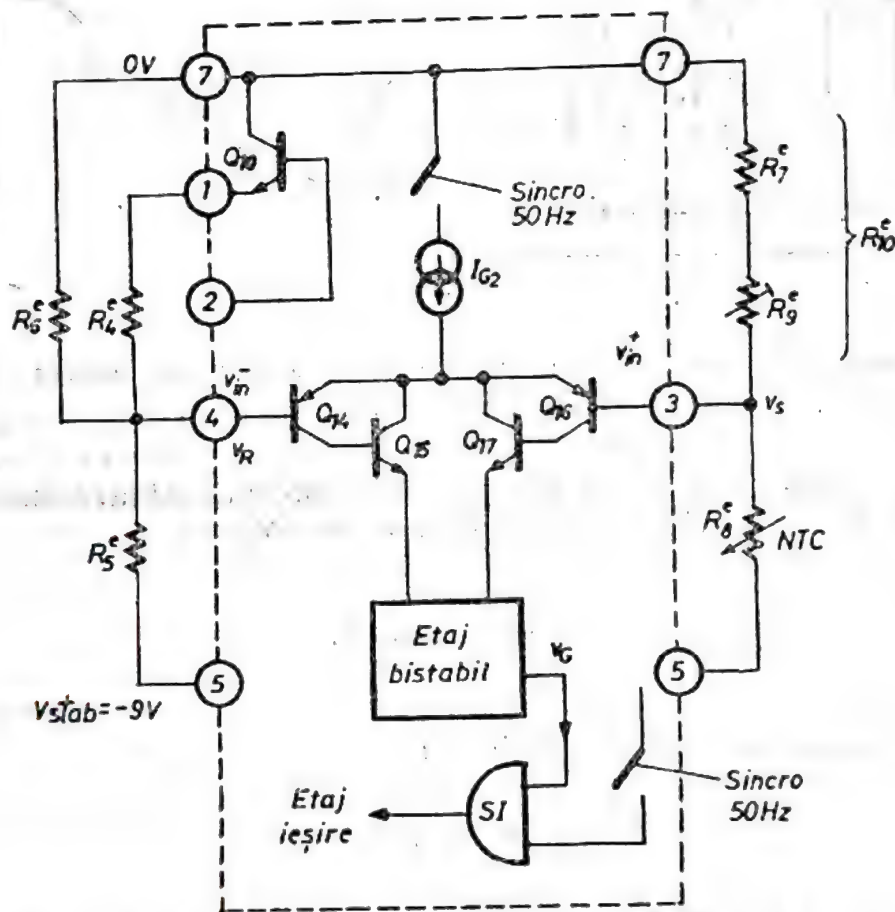


Fig. 8.31. Schema de principiu a comparatorului.

sarcina triacului comandat și o aplică sub forma unei tensiuni divizate la intrarea neinversoare  $v_{in}^+$  (terminalul 3) a comparatorului format de  $Q_{14} \dots Q_{17}$  (vezi figura 8.31).

Senzorul propriu-zis este prezentat sub forma unui termistor cu coeficient negativ de temperatură,  $NTC$ . Variația temperaturii (care trebuie





controlată) provoacă variația termistorului  $R_3^e$  și în consecință variația tensiunii  $V_3$  la terminalul 3 al circuitului. Această tensiune are semnificația lui  $v$ , din figura 8.25 și figura 8.26.

Pe intrarea inversoare a comparatorului (terminalul 4 al circuitului) se aplică o combinație de două tensiuni: o tensiune constantă în timp, divizată de la  $V_{stab}$  prin intermediul grupului  $R_6^e, R_5^e$  și o tensiune variabilă în timp, provenind de la generatorul de rampă (terminalul 2) prin intermediul rezistorului  $R_4^e$  (figura 8.31).

Însumarea acestor tensiuni produce o tensiune  $v_R$  (vezi figurile 8.25 și 8.26) pe intrarea inversoare  $v_{in}^-$  care este lent variabilă în timp (cu perioada  $T$  a generatorului de rampă) în jurul unei valori constante.

Comparația celor două tensiuni  $v_R$  și  $v$ , are ca rezultat declanșarea unui bistabil a cărui ieșire  $v_G$  (cu semnificația din figurile 8.25 și 8.26) împreună cu semnalul de sincronizare constituie intrările unui circuit logic ȘI care atacă etajul de ieșire permițând generarea impulsului de aprindere.

Folosirea circuitului bistabil împreună cu funcționarea generatorului  $I_{C3}$  și a uneia din intrările circuitului logic ȘI numai la trecerile prin zero ale tensiunii de rețea de c.a., asigură circuitului o *foarte bună imunitate la zgomot* deoarece funcționarea este validată numai în momentele de nul ale tensiunii de rețea.

Relațiile de calcul pentru rezistențele care formează divizoarele rezistive din terminalele 3 și 4 sînt următoarele:

$$v_3 = v_{in}^+ = \frac{R_{10}^e}{R_8^e + R_{10}^e} V_{stab} \quad (8.16)$$

$$v_4 = v_{in}^- = \frac{R_6^e \parallel R_4^e}{R_6^e \parallel R_4^e + R_5^e} V_{stab} + \frac{R_6^e \parallel R_5^e}{R_6^e \parallel R_5^e + R_4^e} v_2 \quad (8.17)$$

Tensiunea  $v_3$  este lent variabilă, produsă de termistorul  $R_3^e$  care „simte” variațiile de temperatură și modifică în consecință valoarea  $v_3$ .

Se observă că  $v_4$  prin intermediul lui  $v_2$  este și ea variabilă în timp cu perioada  $T$  calculată anterior (vezi relația 8.15). Reprezentarea pe o aceeași diagramă de timp a tensiunilor  $v_3$  și  $v_4$  care permite înțelegerea completă a funcționării circuitului este dată în figura 8.32. În această

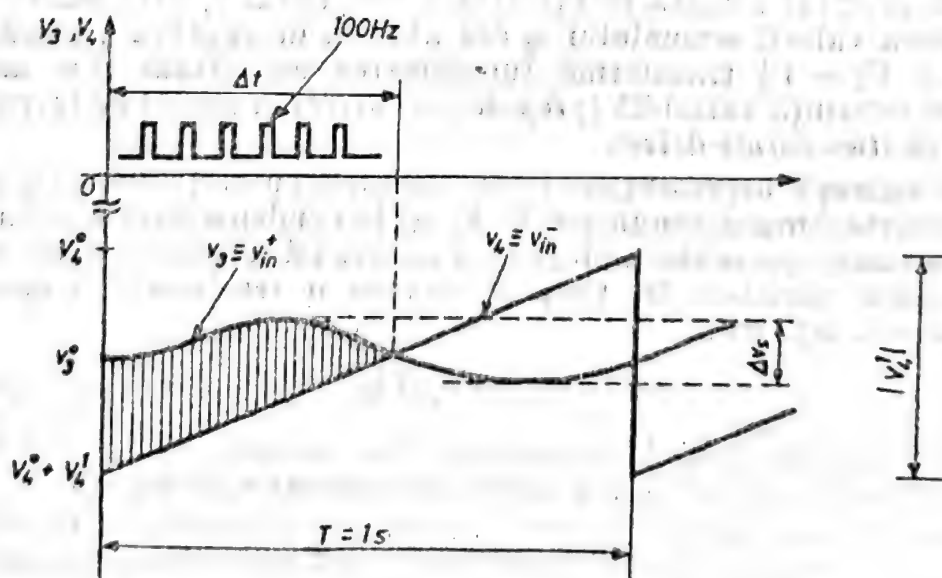


Fig. 8.32. Formele de undă la intrările comparatorului.

reprezentare tensiunea  $v_2$  din figura 8.30.b a fost asimilată cu o rampă continuu crescătoare.

$$v_2 = V_{stab} \left( 1 - \frac{t}{T} \right). \quad (8.18)$$

Înlocuind (8.18) în (8.17), cu notațiile din figură rezultă :

$$v_4 = V_4^0 + V_4^1 \left( 1 - \frac{t}{T} \right), \quad (8.19)$$

unde

$$V_4^0 = \frac{R_6^e \parallel R_4^e}{R_6^e \parallel R_4^e + R_5} V_{stab}, \quad (8.20)$$

$$V_4^1 = \frac{R_6^e \parallel R_5^e}{R_6^e \parallel R_5^e + R_4} V_{stab} \quad (8.21)$$

Se observă acum funcționarea buclei de reacție negativă de stabilizare a temperaturii. O creștere a temperaturii, provoacă o scădere a valorii rezistenței termistorului  $R_5^e$  și deci a valorii  $v_3$ . Deoarece  $v_4$  este o tensiune cu o variație stabilă, programată, din figura 8.32 rezultă că intervalul de timp  $\Delta t$  în care  $v_3 > v_4$  scade, și deci numărul impulsurilor de aprindere generate în timpul perioadei  $T$  scade. În consecință, temperatura provocată de disiparea de putere în sarcina comandată de triac scade.

Asigurarea funcționării corecte a buclei de reglaj presupune o estimare a domeniului variației temperaturii și deci o estimare a lui  $\Delta v$ , (figura 8.32). Condiția de funcționare în buclă este în acest caz :

$$\Delta v_3 < |V_4^1| \quad (8.22)$$

Odată ce tensiunea  $v_3$  a ajuns în intervalul de valori  $(V_4^0 + V_4^1, V_4^0)$ , circuitul integrat asigură menținerea variației lui  $v_3$  mai mică decât  $V_4^1$ .

Ieșirea valorii semnalului  $v_3$  din „banda de captură”, adică  $v_3 > V_4^0$  sau  $v_3 < V_4^0 + V_4^1$  transformă funcționarea circuitului din modul de lucru cu referință variabilă (*proportional drive*) în modul de lucru cu referință fixă (*two-points drive*).

În aplicații nepretențioase funcționarea cu referință fixă se poate obține foarte simplu, renunțând la  $R_4^e$  (și la condensatorul  $C_2$  din generatorul de rampă prezentat anterior). În acest fel tensiunea  $v_4$  nu mai are o componentă variabilă în timp și devine o tensiune fixă determinată de divizorul  $R_6^e, R_5^e$ :

$$v_4 = V_4^0. \quad (8.23)$$

Intervalul de timp  $\Delta t$  și perioada  $T$  nu se mai pot defini și generarea impulsurilor de aprindere are loc ori de câte ori  $v_3 > V_4^0$ .

Blocul comparator comentat anterior are prevăzută o protecție la creșterea excesivă a tensiunii pe terminalul 3 (această creștere ar provoca generarea necontrolată a impulsurilor de aprindere).



Această protecție nu permite ca tensiunea pe terminalul 3 să crească în sens algebric peste valoarea  $-1\text{ V}$ .

Protecția este utilă mai ales în cazurile accidentale cînd, din diverse motive, terminalul 3 este pus la potențialul masei ( $R_{10}^*$  scurtcircuit).

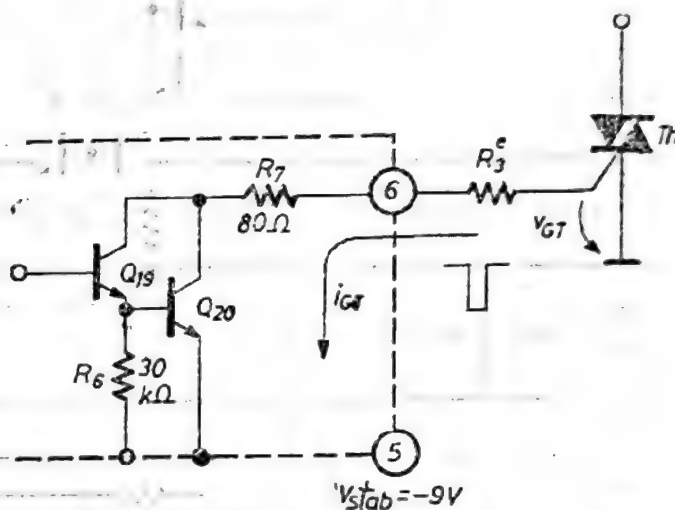
#### • Etajul de ieșire

Etajul de ieșire este format de un grup de tranzistoare *npn* în montaj Darlington, cu mare capacitate de curent (200 mA) care conțin intern o rezistență serie de colector de limitare a curentului de aprindere generat.

În figura 8.33 se prezintă schema acestui etaj. Rezistența  $R_7$  de  $80\ \Omega$  limitează valoarea curentului generat la o valoare :

$$I_{GT} = \frac{V_{stab} - V_{CE20} - V_{GT}}{R_7} = 100\text{ mA}$$

Fig. 8.33. Schema de principiu a etajului de ieșire.



Etajul nu pune probleme deosebite și dacă se dorește micșorarea curentului  $I_{GT}$  este necesară o rezistență de limitare externă  $R_3^e$ . Ea se poate dimensiona ușor :

$$R_3^e[\Omega] = \frac{8}{I_{GT}[\text{A}]} - 80 \quad (8.24)$$

Etajul asigură un plus de curent negativ care este extras din poarta triacului atât pe alternanța pozitivă cît și pe alternanța negativă a tensiunii de rețea de c.a. Este vorba deci de o comandă pentru triace în cadranul III.

#### Parametri. Performanțele circuitului

Caracteristicile electrice ale circuitului  $\beta U 217$  sînt sintetizate în Tabelul 8.1.

Depășirea valorilor limită absolută provoacă în mod obișnuit defectarea catastrofală ireversibilă a circuitului integrat sau în cel mai bun caz ieșirea sa din parametrii de catalog.

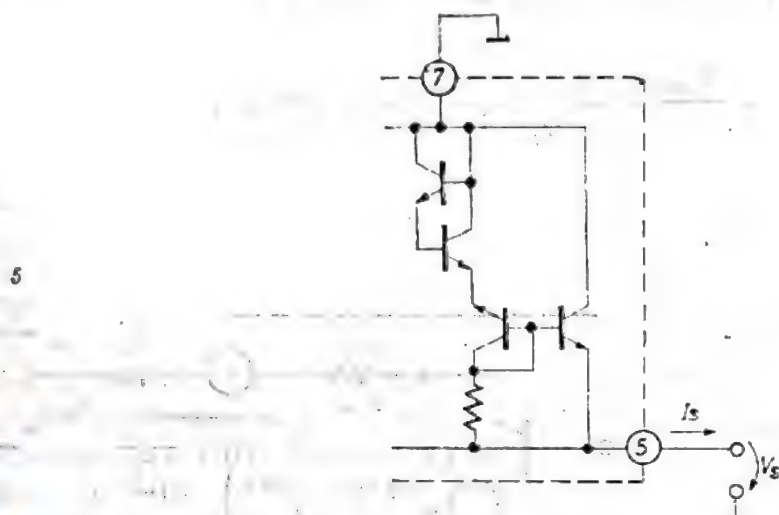
Tabelul 8.1

# BU 217

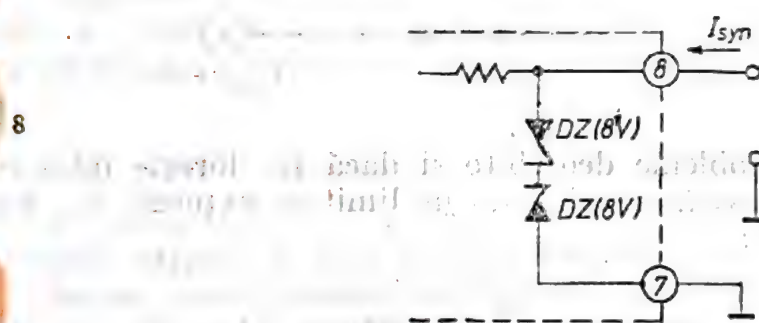
Circuit pentru comanda prin zero a aprinderii triacelor

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ (Tensiunile se consideră față de masă-terminalul 7)

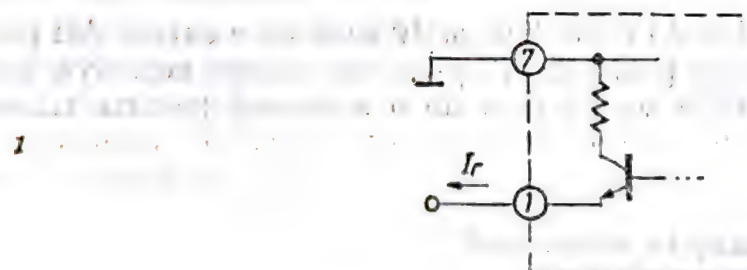
Terminal	Configurația internă	Valori limită absolută
----------	----------------------	------------------------



$$\begin{aligned} -V_{s \max} &= 9,9 \text{ V} \\ I_{s \max} &= 30 \text{ mA} \end{aligned}$$



$$I_{syn \max} = 5 \text{ mA}$$



$$I_{rmaz} = 3 \text{ mA}$$

Puterea disipată

300 mW

Temperatura de stocare

-40°C ... +125°C

Temperatura de funcționare

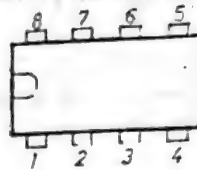
-10°C ... +70°C

Temperatura joncțiunii

+125°C



# CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



Capsula MP48  
Vedere de sus

- |                        |                                      |
|------------------------|--------------------------------------|
| 1 Rampa de tensiune    | 5 Tensiune stabilizată ( $V_5 < 0$ ) |
| 2 Programare rampă     | 6 Ieșire                             |
| 3 Comandă aprindere    | 7 Masă                               |
| 4 Referință de comandă | 8 Intrare de sincronizare            |

CARACTERISTICI ELECTRICE ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_s = 9\text{ V}$ , punctul de referință este terminalul 7)

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Tensiunea de referință	$-V_5$	$-I_5 = 5\text{ mA}$	8	9	10	V
Curent de sincronizare	$\pm I_s$	Montajul tipic de aplicație (figura 8.34)	0,1	1	3	mA
Durata pulsului	$t_p$	$V_{syn} = 220\text{ V}$ $R_{syn} = 220\text{ k}\Omega$ $R_{syn} = 470\text{ k}\Omega$		260 460		$\mu\text{s}$ $\mu\text{s}$
Tensiunea de decalaj la intrarea comparatorului	$V_{3,4\text{ off}}$			10		mV
Curent de polarizare	$I_{3,4}$				1	$\mu\text{A}$
Tensiunea de acționare a protecției	$-V_{3p}$	$V_4 = 0$		1,25		V
Perioada rampei de tensiune	$T$	Montajul tipic de aplicație (figura 8.34) $C_r = 1/\mu\text{F}$ $I_{syn} = 1\text{ mA}$		1		s
Amplitudinea rampei de tensiune	$V_3$	Montajul tipic de aplicație, (figura 8.34) $C_r = 1\mu\text{F}$ $I_{syn} = 1\text{ mA}$	5	6	7	V

## CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-ambiant	$R_{JA\text{ J-A}}$	200°C/W
--------------------------------------	---------------------	---------

## Schema tipică de aplicație

În figura 8.34 se prezintă schema tipică de aplicație a circuitului  $\beta U 217$ . Sarcina  $R_L$  de 500 W este o rezistență încălzitoare. Temperatura este sesizată de un termistor de tip NTC cu valoarea nominală  $R_0^e = 200 \text{ k}\Omega$  la temperatura nominală și cu un coeficient de temperatură  $\alpha = -3,5\%/^\circ\text{C}$ .

Grupul de componente care asigură polarizarea de la rețeaua de c.a. este format din :

$D_1^e$  : tip 1N4004

$R_2^e$  : 18 k $\Omega$ /1,5 W

$C_1^e$  : 100  $\mu\text{F}$ /25 V

$R_{syn}$  : 220 k $\Omega$ /0,5 W

$C_2^e$  : 1  $\mu\text{F}$ /10 V

Grupul  $R_2, C_2$  pentru protecția triacului este direct dependent de tipul de triac folosit.

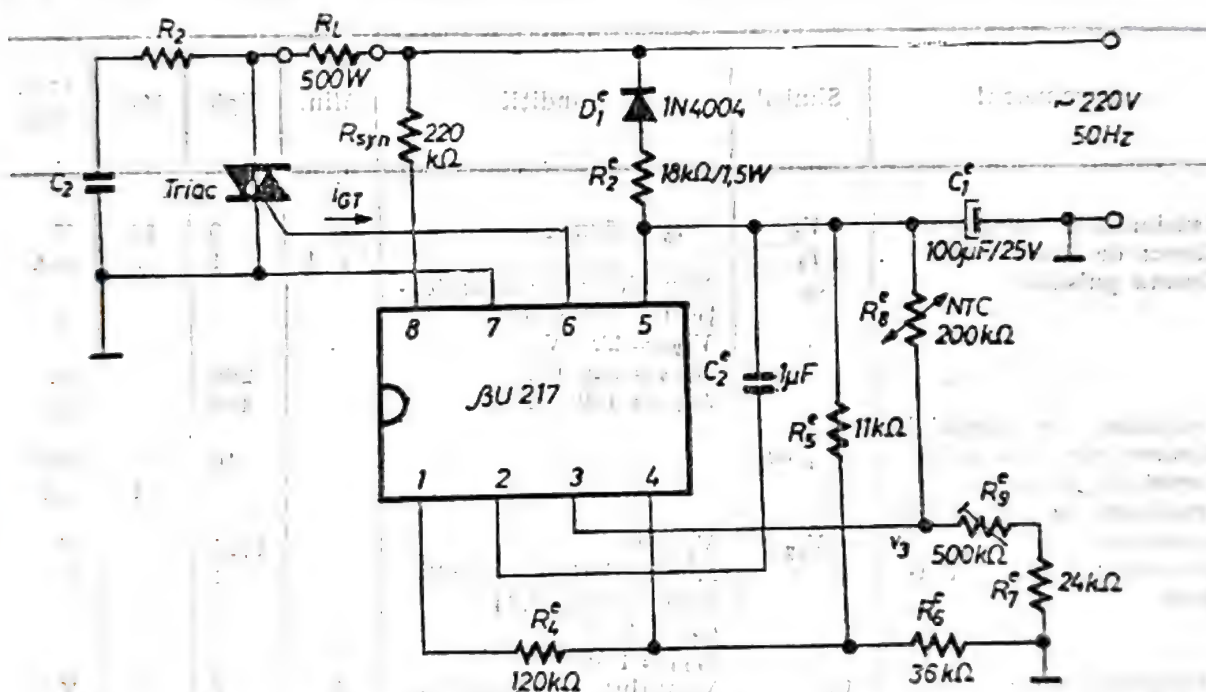


Fig. 8.34. Schema tipică de aplicație a circuitului  $\beta U 217$ .

Dimensionarea divizorului rezistiv format de  $R_7^e, R_8^e, R_9^e$  se face în funcție de termistorul folosit având coeficientul de temperatură  $\alpha$ ), de valoarea nominală a temperaturii stabilizate ( $T_0$ ) și de domeniul permis de variație a temperaturii ( $T_0 - \Delta T, T_0 + \Delta T$ ).

Ținând cont că :

$$v_s = \frac{R_7^e + R_8^e}{R_7^e + R_8^e + R_9^e} V_{stab} \quad (8.25)$$



rezultă o variație a lui  $v_3$  corespunzătoare intervalului de temperatură  $(T_0 - \Delta T, T_0 + \Delta T)$  egală cu :

$$\Delta v_3 = \Delta v_3 = |V_{stab}| \frac{2b\Delta T}{a^2 - b^2\Delta T^2}, \quad (8.26)$$

unde :

$$a = 1 + \frac{R_3^0}{R_7^0 + R_9^0},$$

$$b = |\alpha| \frac{R_3^0}{R_7^0 + R_9^0},$$

$$R_3^0 = R_3^0|_{T=T_0}.$$

Valoarea de regim staționar pentru  $v_3$  este :

$$V_3^0 = V_{stab} \frac{R_7^0 + R_9^0}{R_7^0 + R_9^0 + R_3^0} \quad (8.27)$$

Cu valorile din schema de aplicație tipică, pentru :

$$R_3^0 = 200 \text{ k}\Omega |_{T=100^\circ\text{C}},$$

$$\alpha = -3,5\%/^\circ\text{C},$$

$$T = 5^\circ\text{C},$$

$$R_7^0 = 24 \text{ k}\Omega,$$

$$R_9^0 = 400 \text{ k}\Omega.$$

din relațiile 8.26 și 8.27 rezultă :

$$V_3^0 = 6,12 \text{ V},$$

$$\Delta v_3 = 0,67 \text{ V}.$$

Dimensionarea grupului divizor  $R_7^0, R_8^0, R_9^0$  se face ținând cont de valorile determinate mai sus pentru a fi satisfăcute condițiile :

$$V_3^0 = V_4^0 - \frac{1}{2} V_4^0$$

$$\Delta v_3 < |V_4^0|$$



Rezultă, cu relațiile (8.20), (8.21) :

$$R_6^* = 11 \text{ k}\Omega,$$

$$R_6^* = 36 \text{ k}\Omega,$$

$$R_4^* = 120 \text{ k}\Omega,$$

$$V_4^* = -0,58 \text{ V},$$

$$V_4^0 = -6,44 \text{ V}.$$

Se observă satisfacerea condiției  $\Delta v_s < |V_4^*|$  și deci asigurarea funcționării de tip „proportional drive”.

În prezentarea circuitului ca și în schema de aplicație tipică (figura 8.34) s-a discutat numai despre comanda unui triac. Deoarece circuitul  $\beta U 217$  furnizează un curent de aprindere negativ (deci o comandă în cadranele III și IV) el nu poate fi folosit direct decât pentru comanda unui tiristor.

Pentru comanda bialternanță a unui grup de două tiristoare este necesar la ieșire un transformator de impulsuri, care să polarizeze corespunzător grilele tiristorilor în raport cu catodii.

În figura 8.35 se prezintă schema de principiu a unei astfel de comenzi. Este important să se înțeleagă că circuitul  $\beta U 217$  asigură o „circulație” de curent de aprindere din terminalul 7 (masa) spre terminalul 6 (ieșirea). Aceste terminale trebuie să intre neapărat în circuitul de poartă al triacului pentru a se realiza comanda de aprindere.

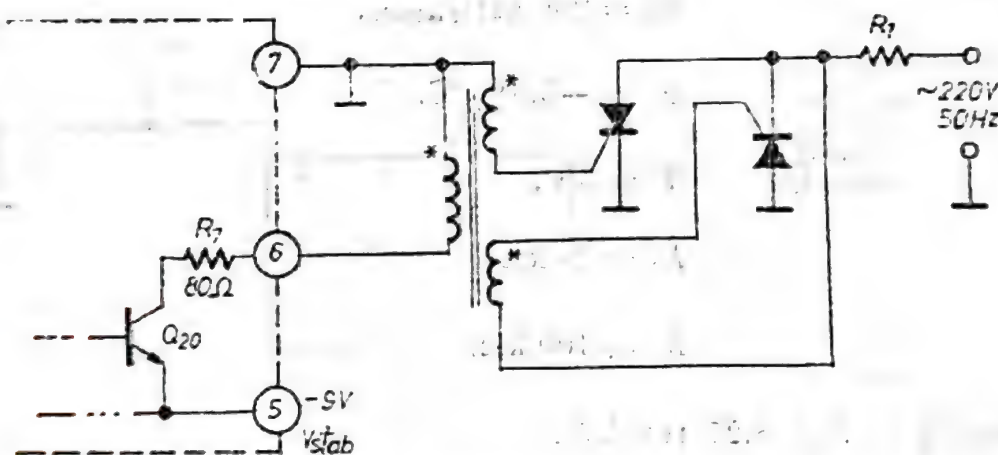


Fig. 8.35. Schema de principiu pentru comanda bialternanță a două tiristoare.

**De reținut pentru utilizare :**

Grupul de componente externe  $D_1^*$ ,  $R_2^*$ ,  $C_1^*$  (figura 8.26) asigură redresarea monoalternanță a tensiunii de rețea și filtrarea tensiunii stabilizate intern de circuit. Valorile care asigură o funcționare optimă sînt :

$$C_1^* = 100 \text{ }\mu\text{F}/10 \text{ V}$$

$$R_2^* = 18 \text{ k}\Omega/2 \text{ W}$$

Cu aceste valori, la terminalul 5 se obține o tensiune stabilizată (fără pretenții deosebite) de aproximativ  $-9 \text{ V}$ .



Valorile rezistențelor  $R_4 + R_5$  care asigură funcționarea comparatorului (figura 8.30), determinate cu relațiile (8.20) și (8.21), trebuie să fie de ordinul de mărime al zecilor de  $k\Omega$  pentru a satisface condițiile de curent de polarizare pentru etajul comparator.

Folosirea în locul termistorului cu coeficient negativ (NTC)  $R_5$  a unui termistor cu coeficient pozitiv de tensiune (PTC) este posibilă cu condiția conectării termistorului între terminalele 7 și 3 și a grupului  $R_{10}$  între terminalele 3 și 5.

Pentru obținerea unui impuls de aprindere de  $-100\text{ mA}$ , terminalul de poartă al triacului se conectează direct la terminalul 6 al circuitului integrat. Pentru un impuls mai mic este necesară o rezistență de limitare (figura 8).

Impulsul negativ de curent de aprindere de  $-100\text{ mA}$  este generat (dacă sunt îndeplinite condițiile cerute de prelucrarea analogică) la fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea de c.a. (atât la trecerea de la semialternanța pozitivă la cea negativă cât și invers).

#### 8.4.3. $\beta L 120$ — circuit pentru comanda prin fază a triacelor/tiristoarelor [14]

##### Prezentarea circuitului

Circuitul  $\beta L 120$  este un circuit de comandă a triacelor care generează impulsul de aprindere pe fiecare semialternanță a tensiunii rețelei de c.a. la un moment de timp bine precizat în raport cu trecerea prin zero a tensiunii de rețea. Acest moment definește „unghiul de aprindere” — termen caracteristic circuitelor de comandă prin fază.

##### Caracteristici generale

- Nu necesită surse de alimentare de c.c.;
- Diodele de redresare dublă alternanță sunt integrate pe cip;
- Generează impulsuri de curent de  $\pm 80\text{ mA}$ , permițând comanda în cadranele I și III;

- Este prevăzut cu detector de nul al curentului anodic;
- Ieșirea este protejată la scurtcircuit;
- Pe cip este realizat un stabilizator de tensiune de  $+8\text{ V}/3\text{ mA}$ , disponibil și pentru utilizator;
- Are imunitate la zgomot;
- Necesită puține componente externe;
- Pe cip este realizat un amplificator operațional disponibil pentru prelucrarea analogică a informației de putere în sarcină;
- Circuitul oferă o referință de tensiune de  $1,5\text{ V}/10\text{ }\mu\text{A}$ .

### Destinație

Circuitul  $\beta\text{L } 120$  este un circuit de comandă evoluat, folosit în aplicații cu pretenții deosebite de control al fazei. Prelucrarea analogică a „informației” de putere este complexă iar declanșarea impulsului de aprindere este protejată la zgomot prin folosirea unei logici de condiționări multiple. Existența detectorului de curent anodic nul permite comanda puterii unor sarcini inductive iar etajul de ieșire în contratimp permite generarea atât de impulsuri pozitive (pe timpul semialternanței pozitive) cât și negative (pe timpul semialternanței negative).

### Schema bloc

Schema bloc a circuitului  $\beta\text{L } 120$  este prezentată în figura 8.36. Se observă prezența blocurilor de redresare bialternanță și stabilizare de tensiune (terminalele 4, 8, 9, 10) a blocului rampei de tensiune sincronizată cu rețeaua de 50 Hz (terminalul 1), și a amplificatorului de prelucrare analogică a semnalului, cu ambele intrări accesibile (terminalele 3, 5).

Detectorul de curent anodic zero (terminalul 14) asigură așa cum s-a mai precizat comanda sarcinilor inductive, iar logica de ieșire împreună cu etajul chopper (terminalul 11) asigură imunitatea la zgomot.

Etajul de ieșire (terminalul 7) este un etaj în contratimp, asigurând comanda în cadranele I și III cu impulsuri pozitive și negative de curent.

### Blocurile electrice componente, de interfațare cu utilizatorul

#### • Blocul de alimentare

Blocul de alimentare al circuitului  $\beta\text{L } 120$  îndeplinește mai multe funcții:

- redresarea dublă alternanță;
- prestabilizarea tensiunilor de  $\pm 12\text{ V}$ ;
- stabilizarea tensiunii de  $+8\text{ V}$ .

Tensiunile prestabilizate de  $\pm 12\text{ V}$  (terminalele 8, 10) sunt folosite în principal pentru alimentarea blocurilor de ieșire (care furnizează curent de aprindere în cadranele I și III).

Tensiunea stabilizată de  $+8\text{ V}$  (terminalul 6) este cea care asigură alimentarea tuturor blocurilor interne de prelucrare a semnalelor.



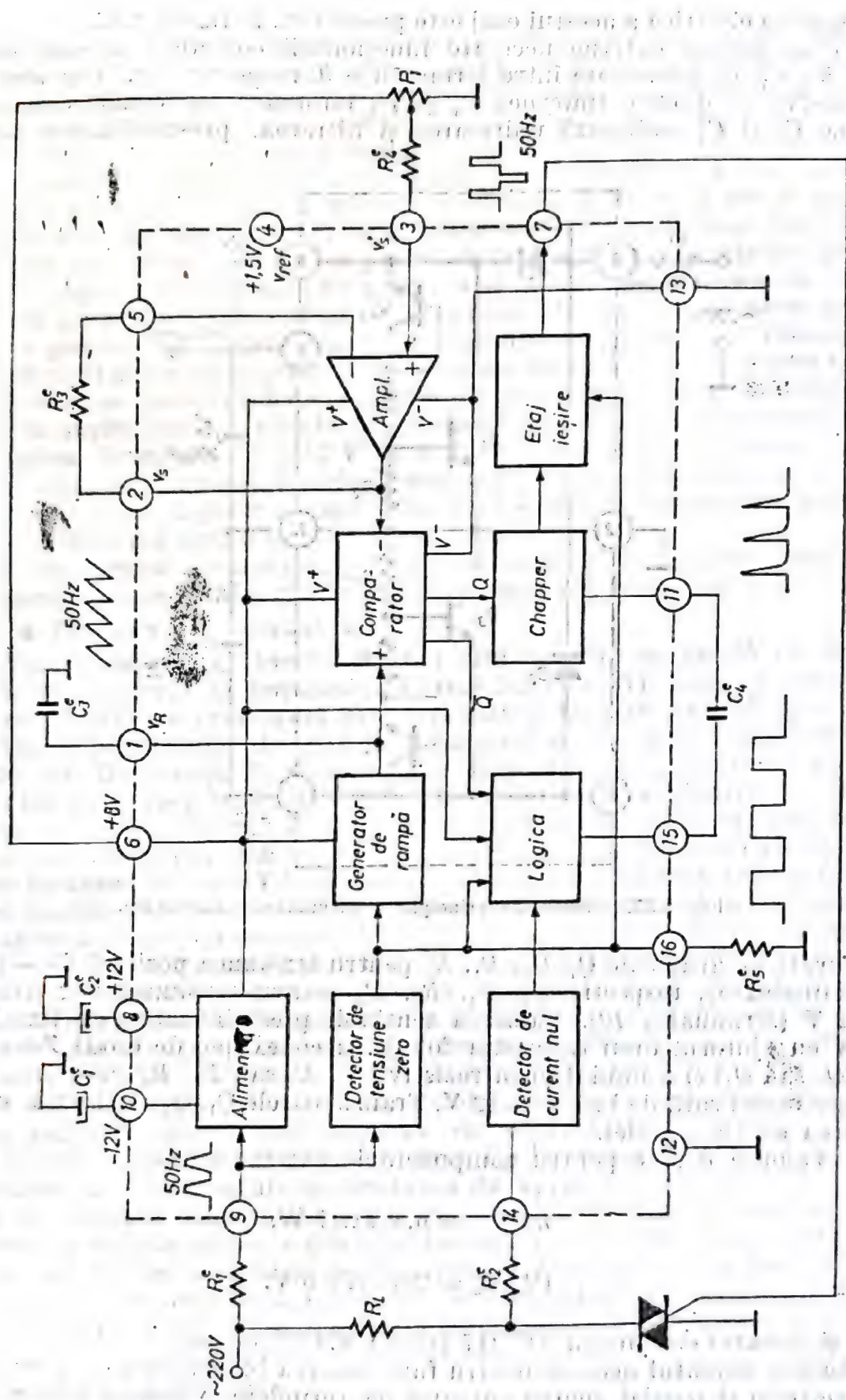


Fig. 8.36. Schema bloc a circuitului  $\beta L 120$ .

Schema electrică a acestui etaj este prezentată în figura 8.37.

Componentele externe necesare funcționării corecte a acestui etaj sînt:  $R_1^e$ ,  $C_1^e$ ,  $C_2^e$  (conectate între terminalele 9, respectiv 10, 8 și masă). Se observă că diodele (interne)  $D_1$  și  $D_2$  împreună cu condensatoarele externe  $C_1^e$  și  $C_2^e$  realizează redresarea și filtrarea, prestabilizarea fiind

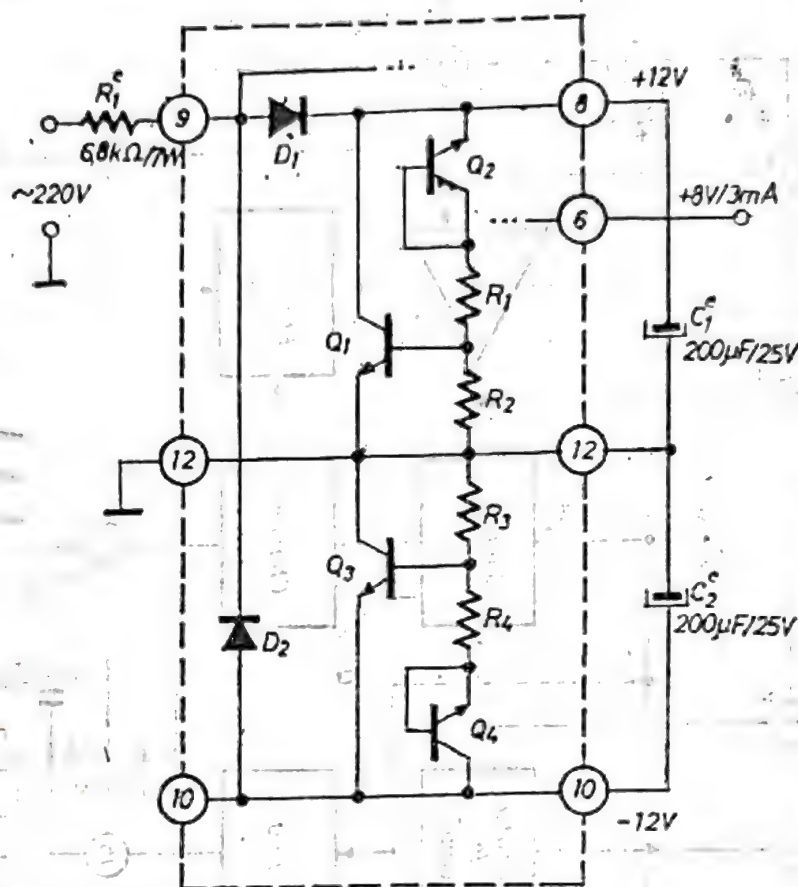


Fig. 8.37. Schema de principiu a blocului de alimentare.

asigurată de grupurile  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  pentru tensiunea pozitivă de  $+12$  V (terminalul 8), respectiv  $Q_3$ ,  $Q_4$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  pentru tensiunea negativă de  $-12$  V (terminalul 10). Valoarea tensiunii prestabilizate este fixată la 12 V cu ajutorul unui tranzistor folosit în conexiune de diodă Zener de 7V ( $Q_2$  sau  $Q_4$ ) și a unui divizor rezistiv ( $R_1$ ,  $R_2$  sau  $R_3$ ,  $R_4$ ) care urcă tensiunea stabilizată de la 7 V la 12 V. Tranzistoarele  $Q_1$ ,  $Q_3$  realizează stabilizarea de tip paralel.

Valorile uzuale pentru componentele externe sînt:

$$R_1^e = 6,8 \text{ k}\Omega/7 \text{ W},$$

$$C_1^e, C_2^e = 200 \text{ }\mu\text{F}/5 \text{ V}.$$

Ca și în cazul circuitului  $\beta U 217$  (vezi § 8.4.2) rezistența  $R_1^e$  are rolul de a furniza curentul necesar pentru funcționarea blocurilor componente ale circuitului și parțial pentru curentul de aprindere. Valoarea relativ mică a lui  $R_1^e$  (6,8 kΩ) ascunde o caracteristică comună tuturor circuitelor de comandă prin fază. Prin terminalul 9 în regim de c.a. circuitul absoarbe



de la rețea un curent de aproximativ 45 mA. Din acest curent o parte de aproximativ 10 mA servește pentru alimentarea circuitului iar restul este preluat de tranzistoarele reglatoare paralel  $Q_1$ ,  $Q_3$  din blocul de alimentare (vezi figura 8.36). Acest rest de 35 mA este folosit integral de către etajele de ieșire în momentul generării impulsului de aprindere. În acest mod, condensatoarele de filtrare  $C_1$  și  $C_2$  (vezi figura 8.37) nu trebuie să furnizeze tot curentul de aprindere (de 80 mA) și regimul lor de încărcare—descărcare este relaxat. Ondulațiile tensiunii stabilizate de +8 V sînt mult diminuate. De fapt, se profită de faptul că impulsurile sînt generate în timpul semialternanțelor pentru a se folosi rețeaua de c.a. ca sursă parțială a impulsului de curent de aprindere. De observat că acest lucru nu este posibil la circuitele cu comandă prin zero („zero cross”) deoarece în momentul generării impulsurilor tensiunea rețelei de c.a. trece prin zero.

Tensiunea stabilizată de +8 V se obține cu ajutorul unui stabilizator serie suplimentar (inclus în blocul de alimentare) care are ca tensiune de intrare, tensiunea de +12 V cu circuit de amorsare). Această sursă, alimentează intern toate etajele circuitului (cu excepția celor de ieșire). Ea poate fi folosită pentru alimentarea unor scheme exterioare circuitului, putînd debita cel mult 3 mA.

Sursa prezentată mai sus, privită ca o sursă stabilizată independentă, are parametri de catalog prezentați în *Tabelul 8.2.* (vezi pag. 173).

#### ● *Detectorul de tensiune zero*

Funcționarea detectorului de nul este complet asigurată de rezistența  $R_1$  conectată la terminalul 9 (vezi figura 8.37). Schema electrică a acestui etaj este prezentată în figura 8.38.a. La terminalul 9 apare un semnal dreptunghiular de  $\pm 12$  V cu factorul de umplere 1 și frecvență de 50 Hz. Rezistența  $R_5$  și grupul de diode  $DZ_1$ ,  $DZ_2$  limitează intern curentul de intrare în terminalul 9. În nodul A tranzistoarele  $Q_5$  și  $Q_7$  realizează o funcție logică SAU a impulsurilor corespunzătoare celor două semialternanțe, dînd naștere unui impuls dreptunghiular cu amplitudinea de aproximativ 8 V la fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea. Acest impuls (care nu apare direct la nici unul din terminalele circuitului) declanșează rampa de tensiune, blocul logic de control și etajele de ieșire. Formele de undă din terminalul 9 și din nodul A sînt prezentate în figura 8.38.b. Funcționarea acestui etaj este ușor de înțeles. În timpul fiecărei semialternanțe, modul de conectare a tranzistoarelor  $Q_5$ ,  $Q_7$ ,  $Q_8$  asigură saturarea fie a lui  $Q_5$  (pentru semialternanța pozitivă), fie a lui  $Q_7$  (pentru semialternanța negativă). În nodul A rezultă o tensiune aproximativ egală cu zero în timpul ambelor semialternanțe. Cînd tensiunea de rețea scade în modul sub valoarea de 9 V, tranzistoarele  $Q_5$  și  $Q_7$  sînt blocate și în nodul A polarizat, prin  $R_6$  la terminalul 6 (tensiunea stabilizată de +8 V) se atinge tensiunea de aproximativ +8 V. În acest mod se asigură sincronizarea cu rețeaua de 50 Hz a rampei de tensiune, a etajelor de ieșire și a blocului logicii de control. Tranzistorul  $Q_9$  are un rol foarte important pentru regimul tranzistoriu de funcționare a etajului. Cînd tensiunea rețelei (în valoare absolută) scade sub 9 V, tranzistoarele  $Q_5$ ,  $Q_6$ ,  $Q_7$  se blochează ferm datorită lui  $Q_9$ , care permite evacuarea sarcinilor electrice stocate în bazele lor.

#### ● *Rampa de tensiune*

În orice circuit de comandă prin fază, rampa de tensiune este sincronizată cu rețeaua de 50 Hz prin intermediul detectorului de nul. Funcționarea acestui etaj nu este condiționată de nici un alt semnal electric intern.

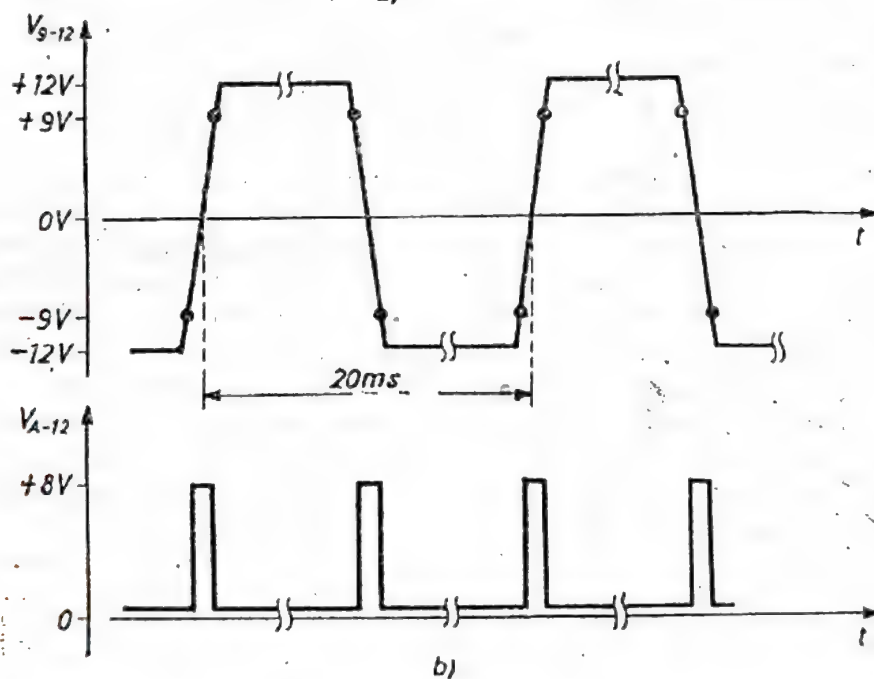
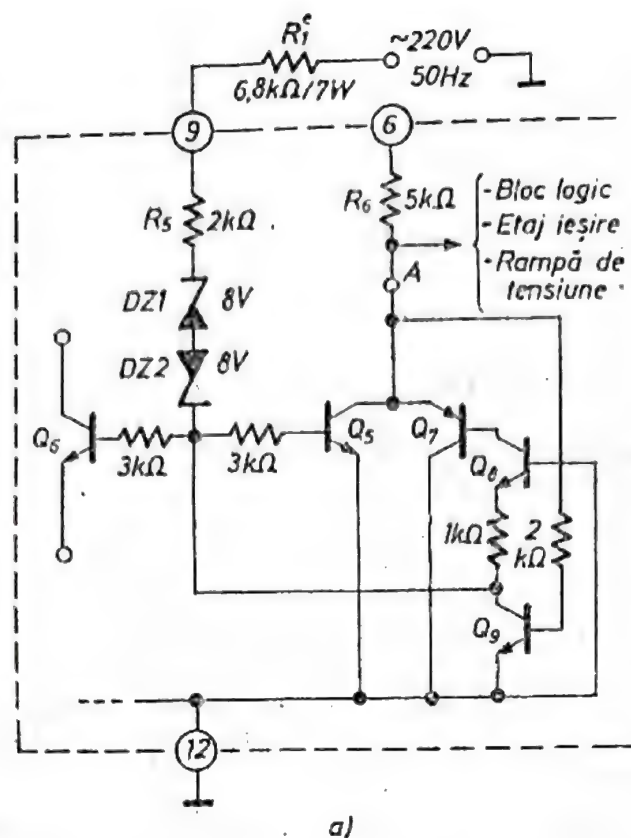


Fig. 8.38. Schema electrică a detectorului de tensiune nul (a) și formele de undă (b).

Semnalul rampă de tensiune ( $v_R$  din figura 8.25) se aplică la una din intrările etajului comparator. La cealaltă intrare se aplică semnalul  $v_e$ , amplificat (vezi figurile 8.25 și 8.36). În urma comparației celor două semnale, ieșirea comparatorului permite comanda etajului de ieșire pentru generarea impulsului de aprindere. Acesta apare numai dacă sînt îndeplinite și alte condiții interne după cum se va arăta în continuare (vezi „Blocul chopper”).



În figura 8.39.a este prezentată schema electrică a generatorului de rampă declanșat. Singura componentă externă necesară este capacitorul  $C_3^e$  (terminalul 1). „Comutatorul”  $K$  este acționat de detectorul de tensiune nulă și declanșează descărcarea condensatorului  $C_3^e$  prin  $Q_{13}$  la fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea.

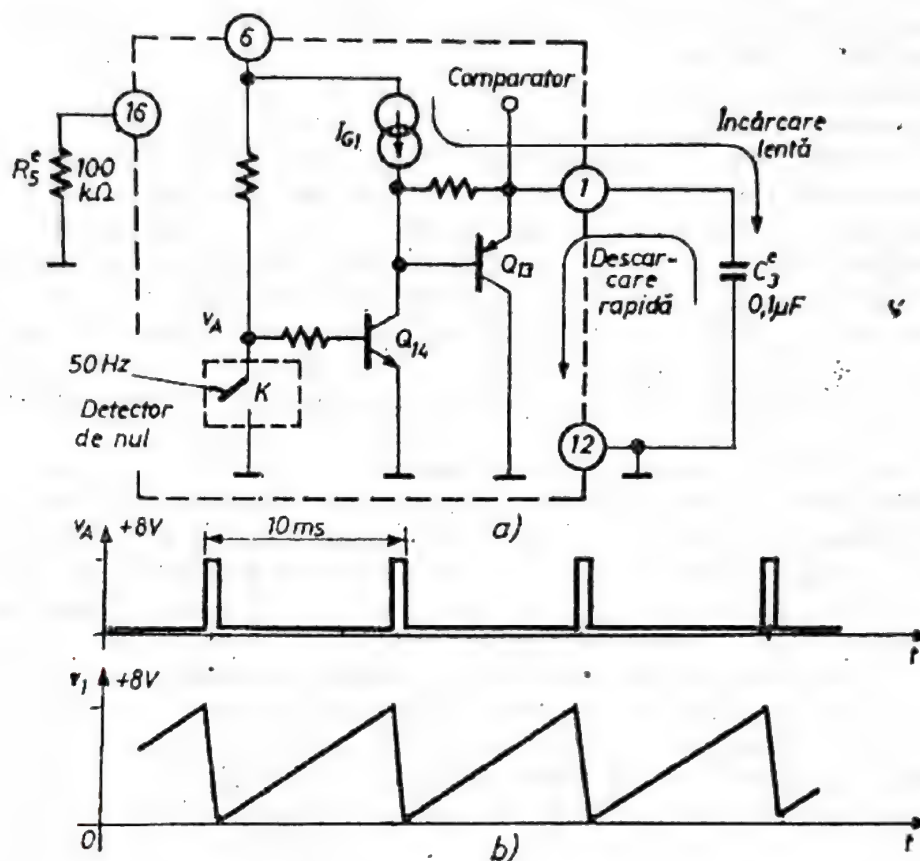


Fig. 8.39. Schema electrică a generatorului rampei sincronizate de tensiunea de rețea de c.a. (a) și formele de undă (b).

Între două treceri prin zero,  $C_3^e$  este încărcat de generatorul de curent  $I_{G1}$ . Valoarea lui  $I_{G1}$  este fixată de  $R_5^e$  prin relația :

$$I_{G1} = \frac{V_{stab} - 2V_{BE}}{R_5^e} \quad (8.29)$$

Cu valoarea uzuală  $R_5^e = 100 \text{ k}\Omega$  rezultă  $I_{G1} \approx 80 \mu\text{A}$ .

La terminalul 1 se obține o tensiune liniar variabilă în timp :

$$v_1 = \frac{1}{C_3^e} I_{G1} t \quad (8.29)$$

În figura 8.39.a este prezentată schema electrică a generatorului de rampă declanșat. Singura componentă externă necesară este capacitorul  $C_3^e$  (terminalul 1). „Comutatorul”  $K$  este acționat de detectorul de tensiune nulă și declanșează descărcarea condensatorului  $C_3^e$  prin  $Q_{13}$  la fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea.

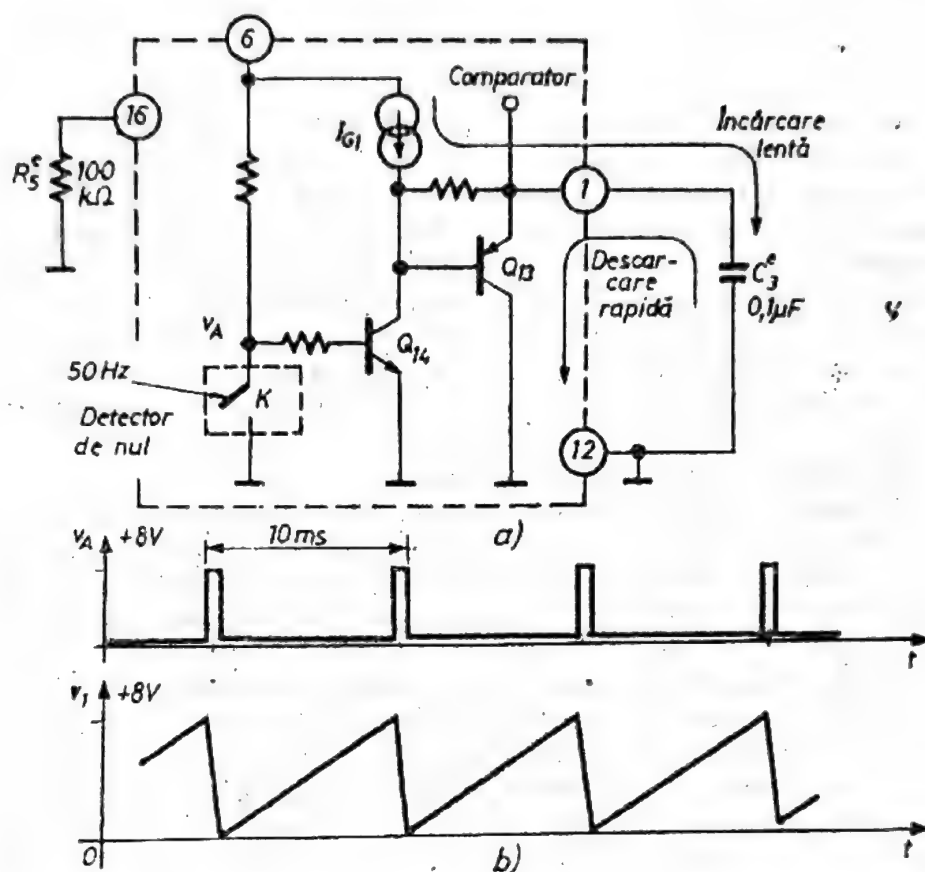


Fig. 8.39. Schema electrică a generatorului rampei sincronizate de tensiunea de rețea de c.a. (a) și formele de undă (b).

Între două treceri prin zero,  $C_3^e$  este încărcat de generatorul de curent  $I_{G1}$ . Valoarea lui  $I_{G1}$  este fixată de  $R_5^e$  prin relația :

$$I_{G1} = \frac{V_{stab} - 2V_{BE}}{R_5^e} \quad (8.29)$$

Cu valoarea uzuală  $R_5^e = 100 \text{ k}\Omega$  rezultă  $I_{G1} \approx 80 \mu\text{A}$ .

La terminalul 1 se obține o tensiune liniar variabilă în timp :

$$v_1 = \frac{1}{C_3^e} I_{G1} t \quad (8.29)$$



Amplitudinea acestei rampe trebuie să fie aproximativ egală cu valoarea tensiunii stabilizate  $V_{stab}$ . Rezultă, pentru o durată de încărcare  $\Delta t = 10$  ms,

$$C_3^e = \frac{I_{G1} \Delta t}{V_{1max}} = \frac{V_{stab} - V_{BE}}{R_6^e} \cdot \frac{\Delta t}{V_{stab} - 2V_{BE}} \approx \frac{\Delta t}{R_6^e}. \quad (8.30)$$

Aceste două componente externe  $R_6^e$  și  $C_3^e$  asigură funcționarea corectă a rampei pentru sincronizarea cu rețeaua de 50 Hz dacă este îndeplinită condiția:  $R_6^e C_3^e = 10$  ms.

O sincronizare cu un semnal a cărui frecvență este diferită de 50 Hz, se face recalculând  $C_3^e$  cu formula (8.30) pentru un interval  $\Delta t = T/2$  ( $T$  este perioada semnalului de sincronizare folosit). Fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea comandă deschiderea pentru un timp scurt a tranzistoarelor  $Q_{11}$  și  $Q_{13}$ , permițând astfel descărcarea rapidă a lui  $C_3^e$ . În timpul semialternanțelor,  $Q_{11}$  și  $Q_{13}$  sînt blocate și  $C_3^e$  se încarcă la curent constant  $I_{G1}$  de la  $V_6$ . Rezultă formele de undă din figura 8.39.b. Semnalul rampă se aplică intern unuia din intrările comparatorului. La cealaltă intrare a comparatorului se aplică ieșirea amplificatorului care prelucrează analogic informația  $v$ , ce apare la terminalul 3 al circuitului (vezi figura 8.36).

#### • Detectorul de curent anodic nul

Blocul detectorului de curent anodic nul este prezent numai la circuitele de comandă prin fază și are rolul de a detecta momentul anulării curentului anodic (deci al blocării triacului) și de a permite generarea unui nou impuls de aprindere la semialternanța imediat următoare. Dacă nu se detectează stingerea triacului, generarea unui nou impuls de aprindere este inhibată. Schema electrică a acestui etaj — care pentru funcționare are nevoie de rezistența externă  $R_7^e$  legată în anodul triacului — este prezentată în figura 8.40. Funcționarea este ușor de înțeles. Atîta vreme cît triacul este deschis, tensiunea anodică  $v_A$  nu este suficientă pentru a deschide tranzistorul  $Q_{12}$  (pentru semialternanța pozitivă) sau grupul  $Q_{10}$ ,  $Q_{11}$  (pentru semialternanța negativă). Potențialul nodului  $C$  este fixat la valoarea de +8 V (terminalul 6). În momentul cînd tensiunea  $v_A$  crește peste valoarea de aproximativ 9 V sau scade sub -9 V, se deschide  $Q_{12}$ , respectiv  $Q_{10}$ ,  $Q_{11}$  și potențialul din nodul  $C$  scade. Acest impuls din  $C$  validează generarea impulsului de aprindere dacă sînt îndeplinite condițiile necesare de unghi de aprindere (vezi „Blocul logic de declanșare”).

Este important de subliniat faptul că funcționarea detectorului de curent nul este complet independentă de funcționarea detectorului de tensiune nulă. Oricare ar fi întîrzierea în blocarea triacului față de momentul trecerii prin zero a tensiunii de rețea, detectorul de tensiune nulă rămîne sincron cu rețeaua de c.a. Aceasta înseamnă că unghiul de aprindere continuă să fie măsurat („cronometrat”) în raport cu anularea tensiunii de rețea. Ce se întîmplă dacă întîrzierea blocării triacului este mai mare decît unghiul de aprindere? În figura 8.40.b sînt desenate formele de undă corespunzătoare acestei situații. Se observă că unghiul de aprindere  $\alpha$  este mai mic decît unghiul  $\tau$  corespunzător întîrzierii blocării triacului. Generarea impulsului nu se mai petrece la momentul de timp corespunzător unghiului de aprindere propus, ci la un moment de timp ulterior, corespunzător unghiului de blocare a triacului. Această funcționare permite recuperarea parțială a puterii în sarcină corespunzătoare semialternanței pentru care este satisfăcută condiția. În figura 8.40.c

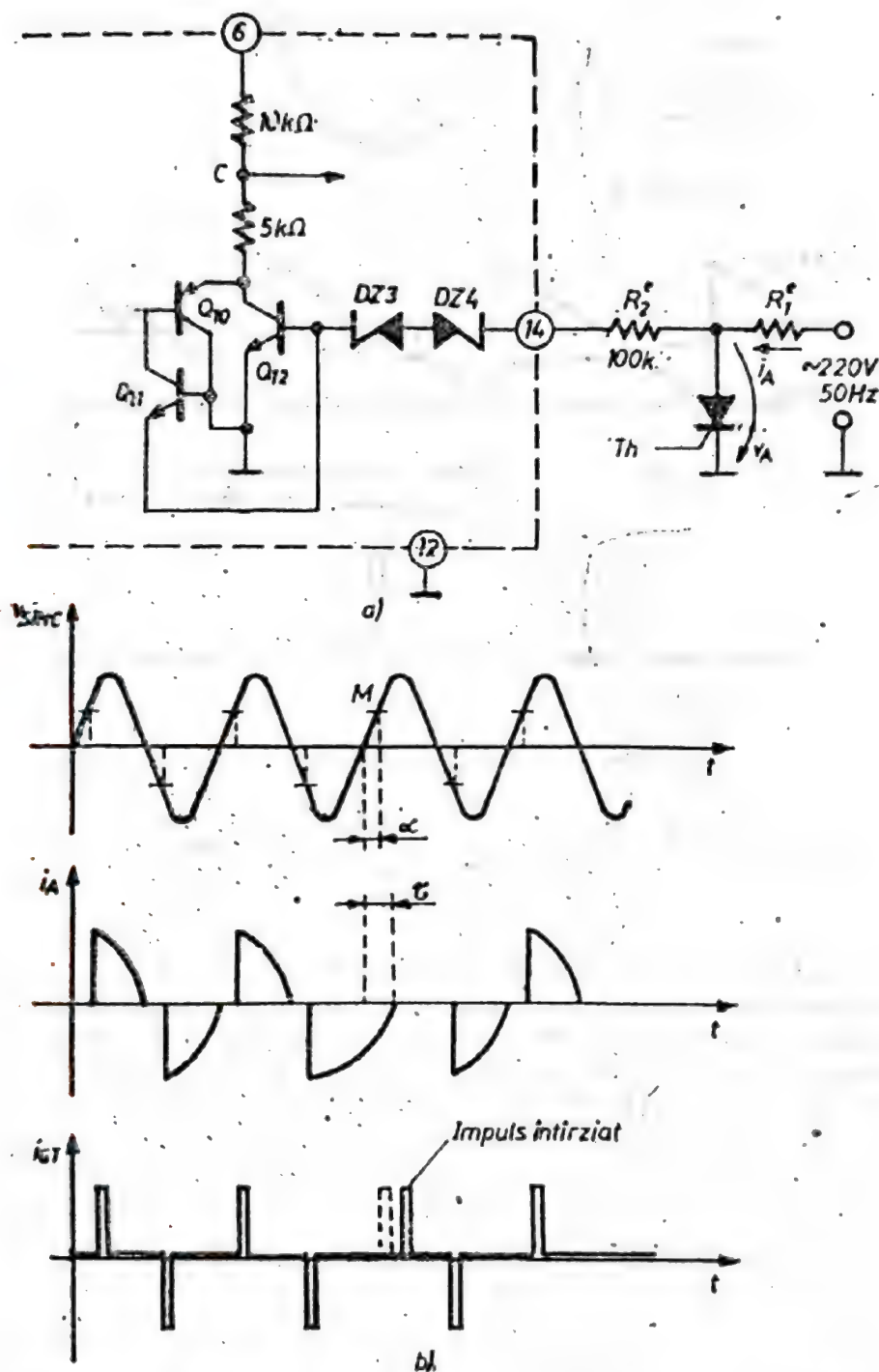


Fig. 8.40 (a), Schema electrică a detectorului de curent anodic  
 b) Formele de undă ale curentului anodic  $i_A$  și curentului de aprindere  $i_{GT}$  în cazul întârzierii blocării triacului.



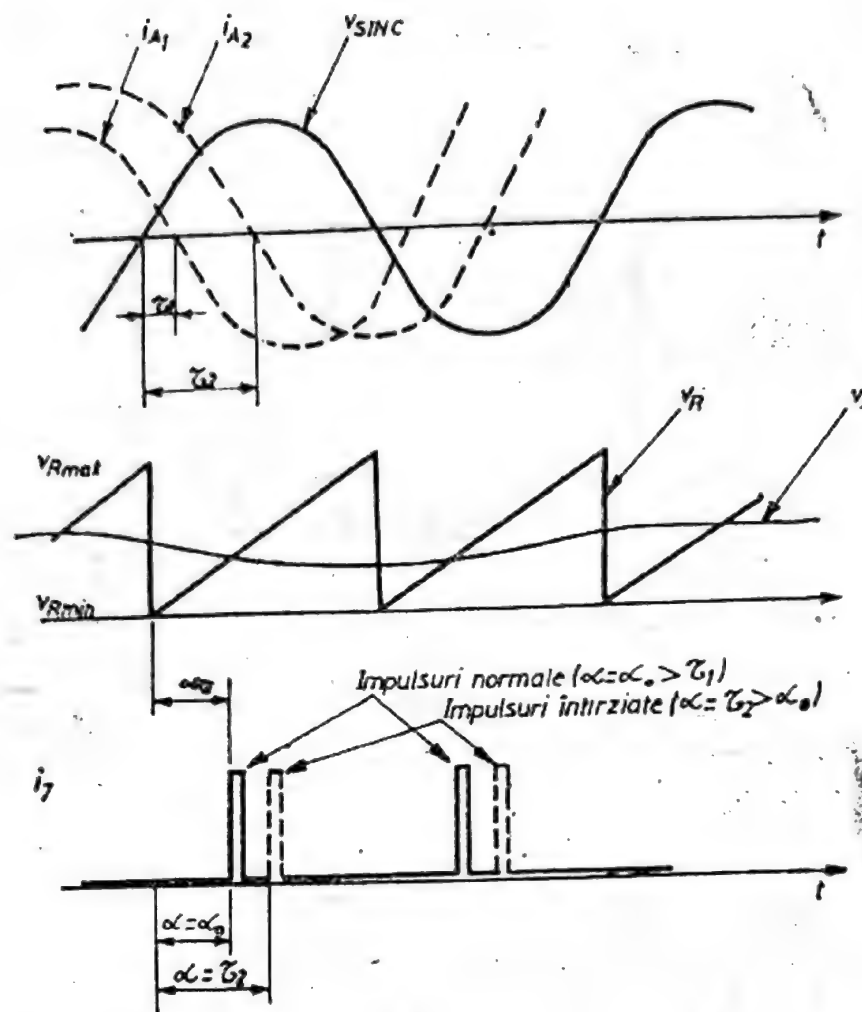


Fig. 8.40. (c) Formele de undă  $i_A$ ,  $i_{gT}$ ,  $v_R$  și  $v_s$  în cazul întârzierii blocării triacului.

este prezentată secvența logică de funcționare a blocurilor comparator și detector de curent anodic nul, responsabile de acest mod de funcționare. Sînt prezentate formele de undă corespunzătoare ale curenților anodici  $i_{A1}$ ,  $i_{A2}$  pentru două sarcini inductive diferite care produc întârzieri diferite:  $\tau_1 < \alpha_0$ ,  $\tau_2 > \alpha_0$ . Unghiul de conducție  $\alpha_0$  este determinat de etajul comparator în urma comparației rampei de tensiune  $v_R$  sincronizate de rețeaua de c.a. cu semnalul analogic  $v_s$ . Se observă că atunci cînd  $\tau_1 < \alpha_0$ , unghiul de aprindere are valoarea propusă  $\alpha = \alpha_0$  și este fixat de comparator. Cînd  $\tau_2 > \alpha_0$ , unghiul de aprindere este  $\alpha = \tau_2$  (mai mare decît cel propus) și este fixat la această valoare de blocul detectorului de curent anodic nul.

Singura componentă externă necesară pentru funcționarea etajului,  $R'_2$  nu are o valoare critică. Ea asigură curenții necesari deschiderii tranzistoarelor  $Q_{11}$ ,  $Q_{12}$ . Deoarece, în cazul blocării triacului, în anodul acestuia apare tensiunea rețelei de c.a.,  $R'_2$  trebuie să aibă o valoare mare (zeci-sute de k $\Omega$ ). Circuitul funcționează corect pentru valori :

$$R'_2 = 100 \text{ k}\Omega \dots 810 \text{ k}\Omega.$$

• Blocul logic de declanșare („chopper”)

Blocul chopper al circuitului  $\beta L120$  este responsabil de asigurarea duratei impulsului de aprindere generat. Schema acestui bloc este prezentată în figura 8.41.a.

Atunci când condiționările logice interne permit, la terminalul 15 al circuitului aflat pînă atunci la tensiunea zero apare un impuls pozitiv de tensiune. Acesta este momentul declanșării impulsului de aprindere. Condensatorul extern  $C_4^e$  se încarcă prin rezistența  $R_9$  de la terminalul 15.

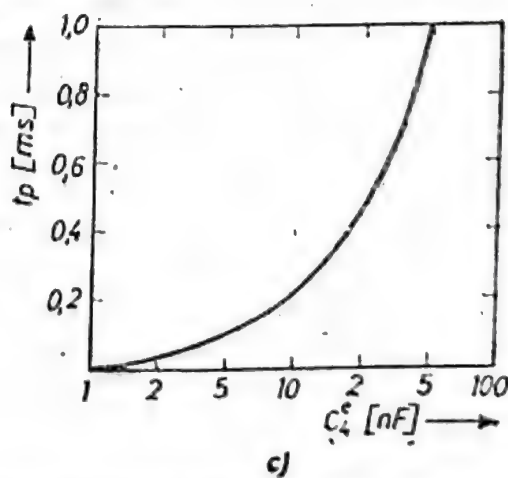
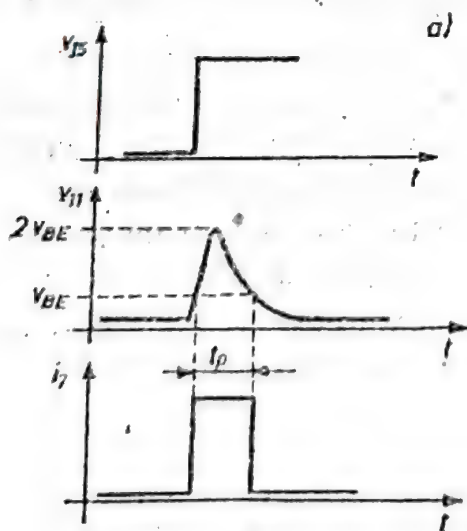
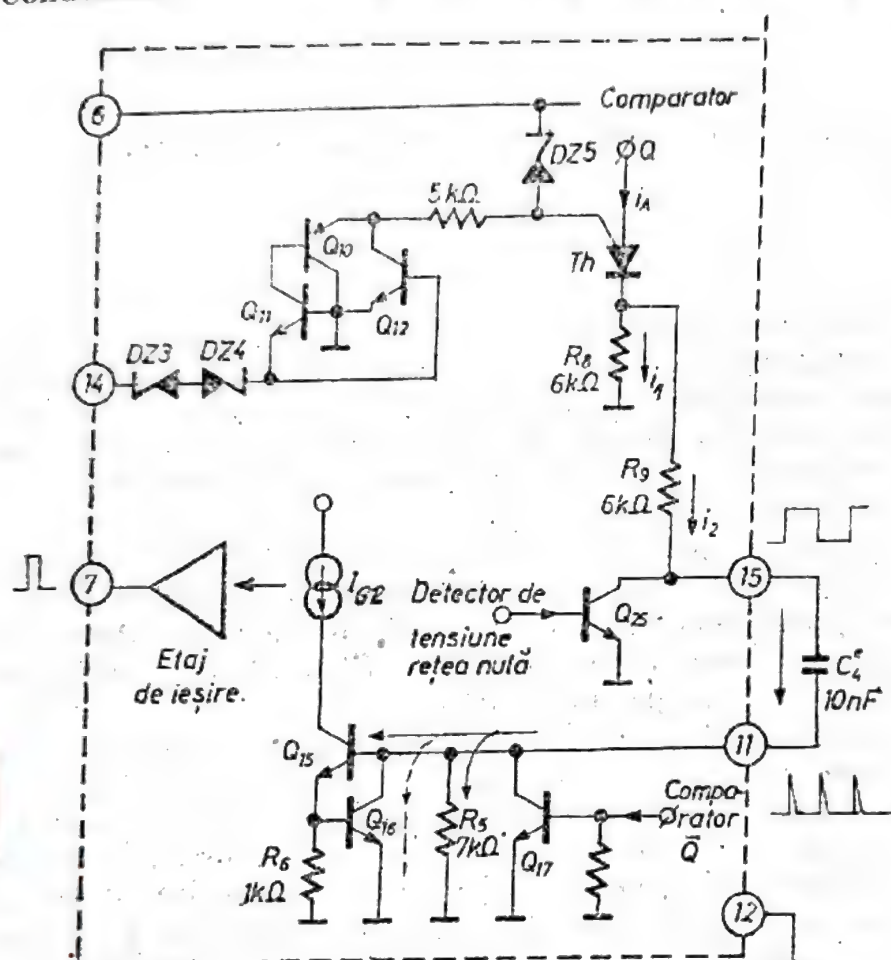


Fig. 8.41. Schema electrică a blocului chopper (a), formele de undă specifice funcționării chopperului (b) și dependența duratei impulsului  $t_p$  în funcție de capacitatea  $C_4^e$  (c).



În momentul în care tensiunea  $v_{11}$  atinge o valoare egală cu  $V_{BE}$  tranzistorul  $Q_{15}$  se deschide (vezi figura 8.41. *a*, *b*) și generatorul de curent  $I_{G2}$  comandă etajul de ieșire care furnizează curentul de aprindere  $i_7$ . Tensiunea  $v_{11}$  crește până la valoarea  $2V_{BE}$  fixată de grupul  $Q_{15}$ ,  $Q_{16}$ . În tot acest interval de timp,  $C_4^i$  se încarcă cu un curent  $i_2$ , care este o parte din curentul anodic  $i_A$  al tiristorului *Th*. Cealaltă parte a curentului anodic,  $i_2$  este deviată la masă prin rezistorul  $R_8$ . Tot timpul încărcării lui  $C_4^i$  este valabilă relația :

$$i_A = i_1 + i_2.$$

Cînd  $v_{11}$  atinge valoarea de  $2V_{BE}$  prin  $C_4^i$  mai trece un curent foarte mic ( $i_2 \approx 0$ ), astfel încît

$$i_A \approx i_1.$$

Acest curent este insuficient pentru a menține tiristorul deschis (este sub valoarea curentului de menținere) și are drept urmare blocarea sa. Condensatorul  $C_4^i$  se descarcă acum prin  $R_5$ ,  $R_8$ ,  $R_9$ . Cînd tensiunea  $v_{11}$  scade sub valoarea  $V_{BE}$ , generatorul  $I_{G2}$  se anulează și impulsul de aprindere se termină. În figura 8.41.*b* sînt prezentate formele de undă care determină durata  $t_p$  a impulsului de aprindere.

Durata  $t_p$  depinde intern de rezistența  $R_5 = 7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_8 = 6 \text{ k}\Omega$ ,  $R_9 = 6 \text{ k}\Omega$  și de parametrii de intrare în tranzistorul  $Q_{15}$  și extern de  $C_4^i$ . Importantă pentru  $t_p$  este constanta de timp de descărcare. Pentru o valoare  $t_p = 200 \text{ }\mu\text{s}$  este necesară o capacitate  $C_4^i = 10 \text{ nF}$ . În figura 8.41.*c* este reprezentată grafic dependența  $t_p(C_4^i)$ .

Să precizăm acum rolul lui  $Q_{17}$ . Tranzistorul  $Q_{17}$  este blocat pe toată durata de timp în care logica circuitului validează apariția impulsului de aprindere. El este comandat în această stare de blocare de impulsul de curent  $Q$ , de la una din ieșirile comparatorului. Cealaltă ieșire,  $\bar{Q}$  (terminalul 15) comandă încărcarea capacitorului  $C_4^i$ . Cînd logica circuitului nu permite generarea impulsului de aprindere, atunci rolurile lui  $Q$  și  $\bar{Q}$  se inversează :  $Q$  deschide tranzistorul  $Q_{17}$  și aduce la zero tensiunea  $v_{11}$  (blocînd ferm și tranzistorul  $Q_{15}$ ). Impulsul de curent la ieșirea  $\bar{Q}$  se anulează și la terminalul 15 tensiunea redevine nulă. Această dublă condiționare pe etajul de declanșare asigură o mare imunitate față de impulsuri parazite (deci apariția unor declanșări false este practic eliminată).

Logica de funcționare a chopperului este determinată de grupul  $DZ_3$  și tiristorul *Th* din figura 8.41.*a*. În această figură a mai fost reprezentat grupul de componente ce formează detectorul de curent nul ( $Q_{10}$ ,  $Q_{11}$ ,  $Q_{12}$ ,  $DZ_4$ ,  $DZ_5$ ). Impulsul pozitiv în terminalul 15 apare dacă

- tiristorul *Th* are curent anodic ;
- tiristorul *Th* este anclanșat ;
- tensiunea de rețea nu trece prin zero.

Se observă din figura 8.41.*a* că aceste trei condiții sînt echivalente cu :

- existența unui curent disponibil la ieșirea comparatorului (în urma prelucrării analogice a informației din sarcina de putere) ;

— curentul anodic al triacului din circuitul de sarcină s-a anulat (ceea ce conduce la un salt de tensiune pozitivă sau negativă în terminalul 14) și deci dioda  $DZ_5$  este alimentată în curent provocând aprinderea triacului  $Th$ ;

— tensiunea de rețea nu trece prin zero.

Impulsul de aprindere apare numai în momentul în care toate aceste condiții sînt îndeplinite.

### • Amplificatorul operațional

Etajul de amplificare al semnalului analogic  $v$ , ce apare la terminalul 3 și care poartă informația privind unghiul de aprindere  $\alpha$  este un etaj diferențial cu sarcini active, compensat intern, avînd ca intrare neînversoare terminalul 3 și ca intrare înversoare terminalul 2 (vezi figura 8.36).

Acest etaj de amplificare este alimentat asimetric. Tensiunea pozitivă este furnizată de stabilizatorul intern de  $+8\text{ V}$  al circuitului (terminalul 6). Linia de alimentare cu tensiune negativă, comună cu a comparatorului, nu este polarizată intern. Ea este accesibilă la terminalul 13 al circuitului și funcționarea ambelor blocuri de prelucrare analogică a semnalului (comparatorul și amplificatorul operațional) reclamă conectarea externă a terminalului 13 la terminalul 12 (masa de forță a circuitului). Această soluție impune o grija deosebită în proiectarea cablajului care trebuie să evite închiderea unor bucle de masă.

Etajul amplificator este complet accesibil din exterior. În plus, intrările lui nu sînt conectate intern permițînd o mare flexibilitate în alegerea modului de polarizare și al reacției negative folosite. Parametrii intrinseci acestui etaj sînt indicați în Tabelul 8.2 (pag. 173).

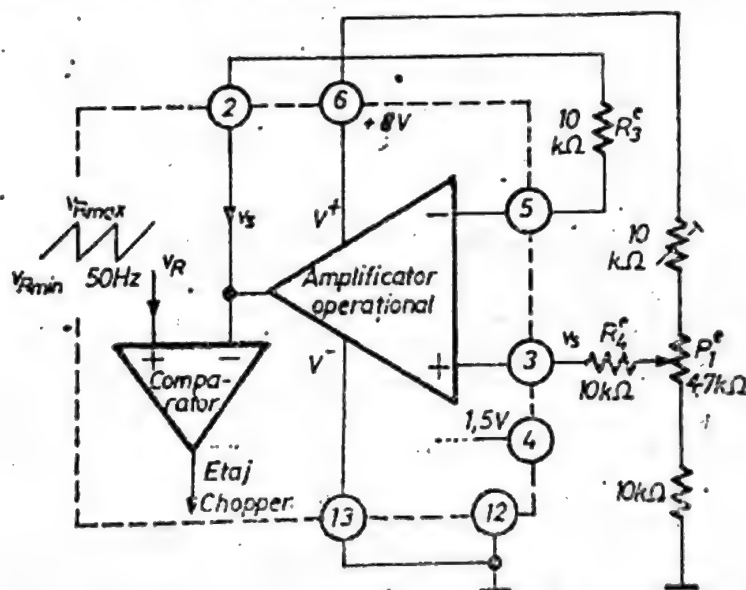


Fig. 8.42. Conectarea amplificatorului operațional din circuitul  $\beta L 120$  ca repetor.

În figura 8.42 este reprezentat modul de conectare al amplificatorului în montaj de repetor. La ieșirea 2 se repetă semnalul  $v$ , obținut cu potențiometrul  $P_1^*$  din  $V_{stab}$  (terminalul 6). Această tensiune  $v$ , se aplică la intrarea înversoare a comparatorului. La intrarea neînversoare a comparatorului se aplică semnalul rampă de tensiune  $v_R$ . Condiția  $v > v_R$  validează generarea impulsului de aprindere. Această condiție nu este



insă suficientă. Mai sînt și alte condiționări logice necesare pentru producerea acestui impuls (vezi blocul „Detectorul de curent anodic nul”). Din figura 8.40.c, în care sînt reprezentate semnalele  $v_R$  și  $v_s$ , rezultă modul în care se fixează valoarea unghiului de aprindere  $\varphi_0$ . Intervalul de timp corespunzător acestui unghi  $\varphi_0$  se măsoară începînd cu momentul trecerii prin zero a tensiunii de rețea de c.a. și sfîrșind cu momentul coincidenței lui  $v_s$  cu  $v_R$ . Pentru valori mici ale lui  $v_s$  rezultă  $\varphi_0$  mic, iar pentru valori mari ale lui  $v_s$  rezultă un unghi de conducție  $\varphi_0$  mare. Singura condiție necesară pentru funcționare este ca tensiunea  $v_s$  obținută din divizorul  $P_1^c$  să fie cuprinsă între valorile  $v_{R\min}$  și  $v_{R\max}$  ale rampei de tensiune. Altfel comparația semnalelor  $v_s$  și  $v_R$  nu poate avea loc, ceea ce duce la  $\varphi = 0^\circ$  sau  $\varphi = 180^\circ$ .

Rezistențele  $R_3^c$ ,  $P_1^c$ ,  $R_4^c$ ,  $R_5^c$ ,  $R_6^c$  trebuie să asigure această condiție. Este ușor de găsit relația dintre  $v_s$  și un anumit unghi de aprindere,  $\varphi_0$ :

$$v_s = v_{R\min} + \frac{\varphi_0}{180} (v_{R\max} - v_{R\min}) \quad (8.31)$$

valorile  $v_{R\min}$  (1 V) și  $v_{R\max}$  (7 V), caracteristice rampei de tensiune sînt fixate intern constituind specificații de catalog (vezi Tabelul 8.2).

Circuitul  $\beta L 120$  oferă la terminalul 4 o tensiune de referință stabilizată de 1,5 V care poate fi folosită cu condiția ca din terminalul 4 să nu fie absorbit un curent mai mare de 10  $\mu A$ .

Curenții de polarizare ai intrărilor amplificatorului (de ordinul microamperilor) necesită pentru rezistențele  $R_5^c$  și  $R_6^c$  valori de ordinul a zeci de k $\Omega$ . Cu valorile din schemă rezultă:

$$v_s = 1,2 \dots 6,8 \text{ V},$$

adică

$$\varphi_0 = 6^\circ \dots 174^\circ.$$

Trebuie observat (vezi figura 8.42) că semnalul  $v_s$  fixat de  $p_1^c$  la terminalul 2, determinînd prin comparația cu  $v_R$  unghiul de conducție  $\varphi_0$  dorit. Acest montaj generează impulsuri cu unghi de aprindere  $\varphi_0$  fix (admitem că nu avem sarcină inductivă în circuitul anodic) indiferent de ceea ce se întîmplă din punct de vedere al disipării de putere în sarcină. Nu există nici o informație (termică, luminoasă, turația unui motor etc.) care să indice efectul unghiului de aprindere  $\varphi_0$  fixat asupra puterii în sarcină.

În concluzie, nu există nici o buclă de reacție negativă care să permită stabilizarea puterii disipate în sarcină la o valoare dorită de utilizator. O asemenea buclă de reacție trebuie să conțină un element senzor care în funcție de puterea disipată în sarcină să aplice la intrarea neînversoare a amplificatorului operațional (terminalul 3) o tensiune  $v_s$  variabilă. Această tensiune variabilă, în jurul unei valori propuse  $V_s$  provoacă variația unghiului  $\varphi$  în jurul valorii  $\varphi_0$  permițînd astfel stabilizarea puterii în sarcină. Un astfel de montaj este prezentat în continuare.

În figura 8.43 este prezentată schema de conectare a amplificatorului operațional în montaj de amplificator neînversor pentru stabilizarea puterii în sarcină. Tensiunea  $v_s'$  din terminalul 3 este furnizată de un tra-

ductor al puterii din sarcină. (În exemplul dat rezistența  $R_7^c$  este un termistor de tip *NTC*). În terminalul 5 se aplică acum o tensiune fixă  $V_s$  corespunzătoare unghiului de aprindere  $\varphi_0$  dorit.

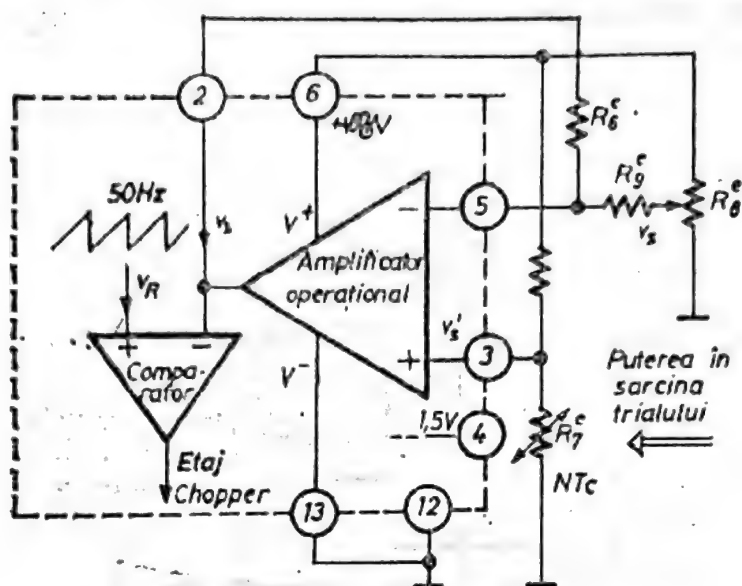


Fig. 8.43. Conectarea amplificatorului operațional  $\beta L 120$  ca  $\beta L 120$  amplificator neinvertor.

Rezistențele  $R_2^c$  și  $R_3^c$  determină valoarea amplificării iar  $R_4^c$  valoarea  $V_s$  corespunzătoare unghiului de aprindere  $\varphi_0$  dorit. Tensiunea  $V_s$  (la terminalul 2) se obține cu expresia

$$v_s = -\frac{R_2}{R_1} v_s' + V_s \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (8.32)$$

Modul de acțiune al buclei de stabilizare este ușor de înțeles. O scădere a puterii disipate în sarcină produce creșterea lui  $R_7^c$  și deci a lui  $v_s'$ , ceea ce duce la scăderea lui  $v_s$  (vezi relația 8.32) deci la creșterea unghiului de conducție și în final la creșterea puterii disipate.

#### ● Etajul de ieșire

Etajul de ieșire al circuitului  $\beta L 120$  este format din două blocuri identice care funcționează în contratimp (cite unul pentru fiecare semialternanță). Schema simplificată a acestui etaj, cuprinzând logica de funcționare este prezentată în figura 8.44. Dacă detectorul de curent anodic  $I_0$  și comparatorul validează generarea impulsului de aprindere, etajul chopper forțează curentul  $I_0$  prin  $Q_{10}$ . Acest curent copiat de  $Q_{13}$  alimentează etajul diferențial format de  $Q_{20}$ ,  $Q_{21}$ . Potențialul bazei lui  $Q_{21}$ ,  $V_0$ , este fix iar al bazei lui  $Q_{20}$ ,  $V_B$  este variabil, sincron cu semnalul de sincronizare, în jurul valorii  $V_0 = 7$  V.

Pentru semialternanța pozitivă a tensiunii de sincronizare  $v_B$  scade sub  $V_0$  și deci  $Q_{20}$  este deschis și  $Q_{21}$  blocat. Curentul  $I_0$  este deviat integral spre baza lui  $Q_{22}$  care se deschide și furnizează la terminalul 7 curentul pozitiv de aprindere ( $i_7 = I^+$ ). Se observă că acest curent datorită modului de conectare al lui  $Q^+$  este preluat din terminalul 8 care se află la tensiunea prestabilizată de  $+12$  V. Pentru semialternanța negativă a tensiunii de sincronizare  $v_B$  crește peste  $V_0$ , și se deschid  $Q_{21}$  și  $Q^-$ . Din termi-



nalul 7 circuitul absoarbe curentul  $i_7 = I^-$  (linia punctată în figura 8.44) pe care-l trimite în terminalul 10 aflat la tensiunea prestabilită de  $-12\text{ V}$ . În acest fel pulsările mari de curent  $I^+$ ,  $I^-$  (de  $80\text{ mA}$ ) nu afectează tensiunea stabilizată din terminalul 6. Protecția la scurtcircuit pe ieșire se poate înțelege numai dacă explicităm pe  $Q^+$  și  $Q^-$ .

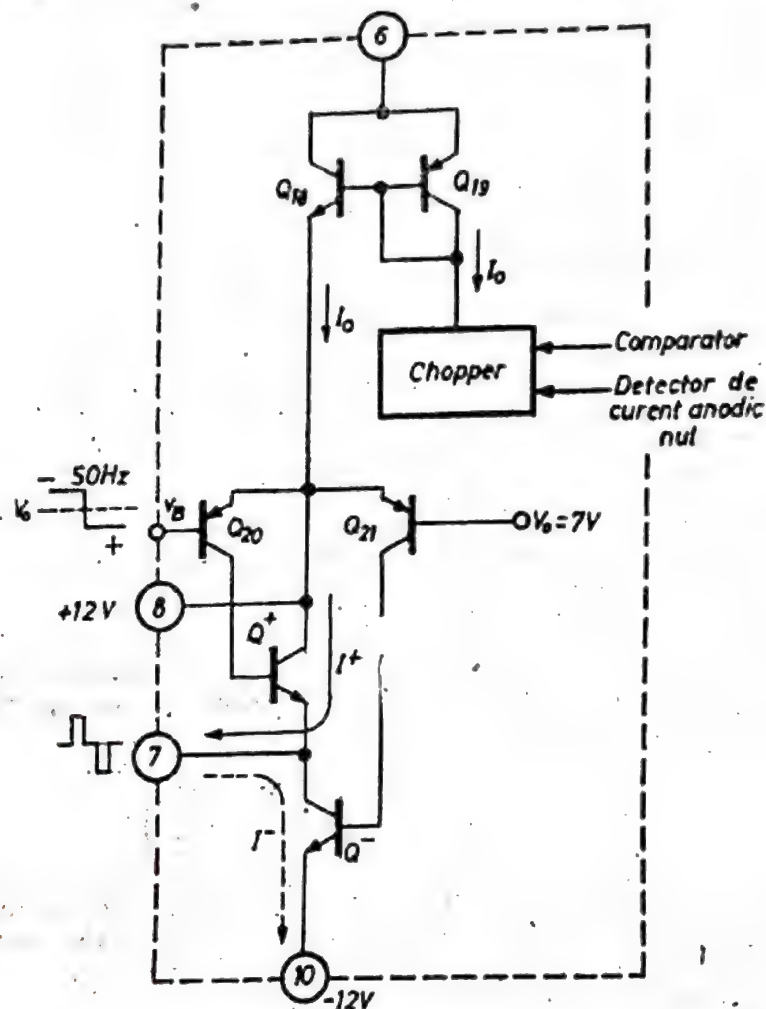


Fig. 8.44. Blocul logic al etajului de ieșire din circuitul  $\beta L 120$ .

În figura 8.45 este prezentată schema electrică completă a lui  $Q^+$  (sau  $Q^-$ ). Când curentul  $I^+$  depășește valoarea fixată, căderea de tensiune pe  $R_7$  deschide pe  $Q_{22}$  care preia curentul de bază al grupului Darlington  $Q_{25}$ ,  $Q_{24}$ . În acest fel, niciodată curentul  $I^+$  ( $I^-$ ) nu poate depăși valoarea fixată intern

$$I_{max}^+ = \frac{V_{BE}}{R_7} \quad (8.33)$$

### Parametri. Performanțele circuitului

Caracteristicile electrice ale circuitului  $\beta L 120$  sînt sintetizate în Tabelul 8.2.

Depășirea valorilor limită absolută produce în mod obișnuit defectarea catastrofală, ireversibilă a circuitului integrat sau în cel mai bun caz ieșirea sa din parametrii de catalog.

## Schema de aplicație tipică

În figura 8.46 este prezentată o schemă de aplicație tipică a circuitului  $\beta L 120$ . Este vorba de stabilizarea turației unui motor de c.a.

Turația este tradusă de tachogenerator și grupul de redresare într-o tensiune continuă care este preluată prin intermediul potențiometrului  $P$  și aplicată la terminalul 3 al circuitului (intrarea neinversoare a amplificatorului operațional). Această tensiune este comparată cu o tensiune de referință aplicată în terminalul 5 (intrarea inversoare) prin intermediul unui divizor rezistiv de la tensiunea stabilizată de  $+8\text{ V}$  (terminalul 6). Rezultatul comparației se traduce prin variația unghiului de aprindere a triacului. Impulsul ce apare la terminalul 7 satisface o relație liniară între turația motorului și unghiul de aprindere. Variația acestui unghi produce variația puterii disipate de motorul de c.a. (care joacă rolul sarcinii de putere) și deci a turației. Stabilizarea turației este asigurată de bucla de reacție de mai sus, conform celor prezentate la descrierea amplificatorului operațional.

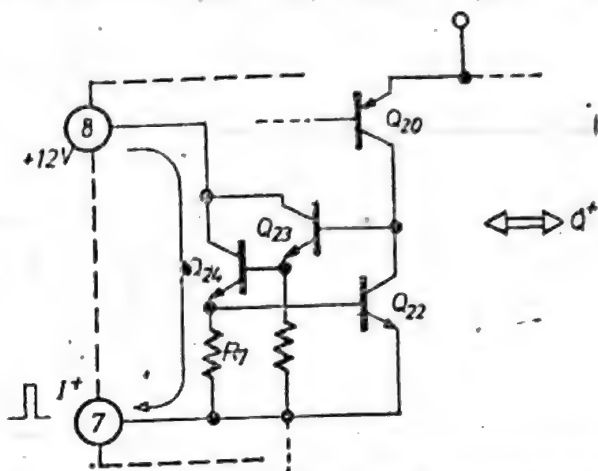


Fig. 8.45. Schema de principiu a etajului limitator de curent din circuitul  $\beta L 120$ .

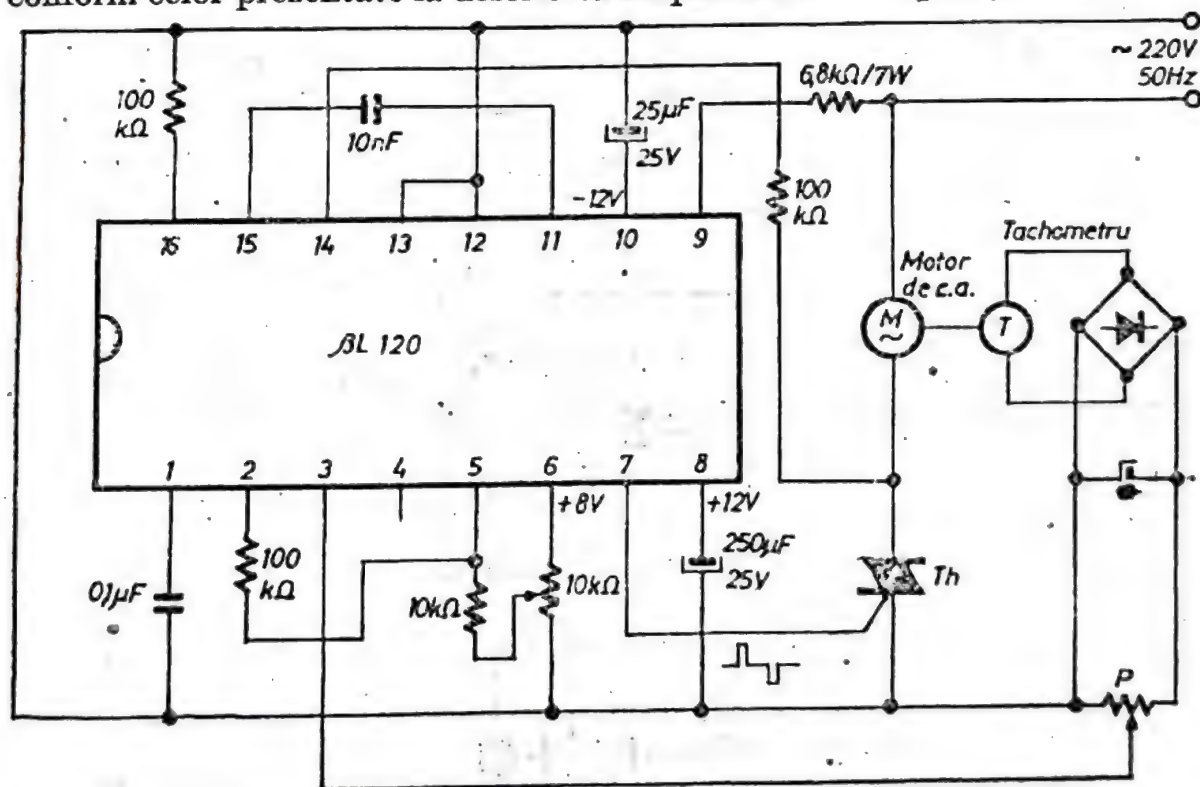


Fig. 8.46. Schema de aplicație tipică a circuitului  $\beta L 120$  pentru stabilizarea turației unui motor de c.a.

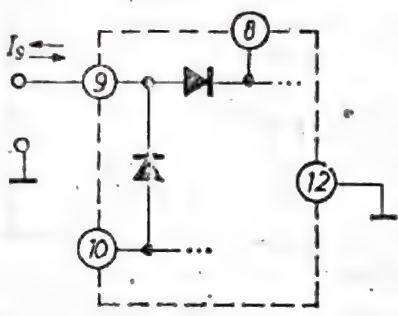
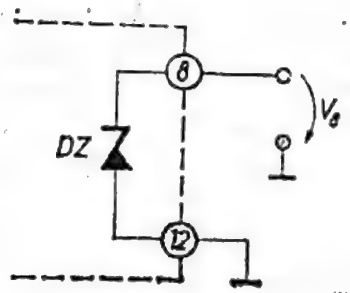
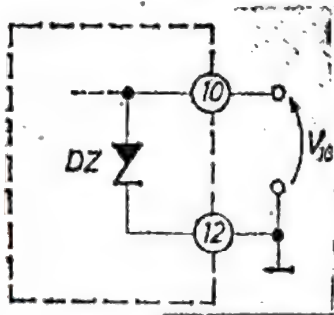
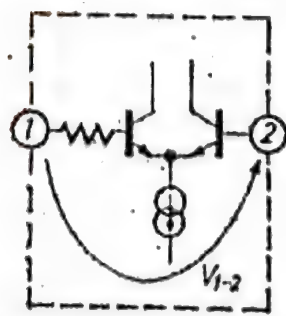
Folosirea circuitului  $\beta L 120$  pentru comanda unui tiristor este perfect posibilă. În acest caz nu mai este nevoie de generarea unui impuls de aprindere în cadranele I și III ci numai în cadranul I.



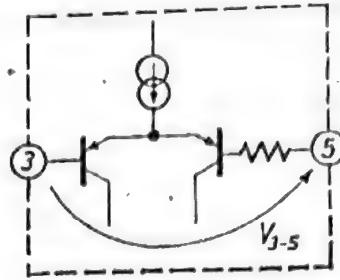
$\beta L 120$ 

Circuit pentru comanda în fază a triacelor/tiristorurilor

## VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

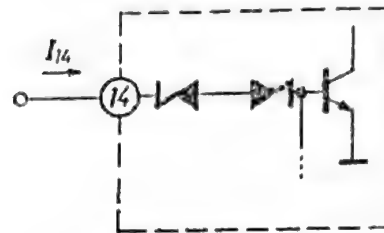
Terminal	Configurația internă	Valori limită absolută
9		$ I_9  \leq 60 \text{ mA}$
8		$V_8 \leq 15 \text{ V}$
10		$V_{10} \leq 15 \text{ V}$
1, 2		$ V_{1-2}  \leq 7 \text{ V}$

3, 5



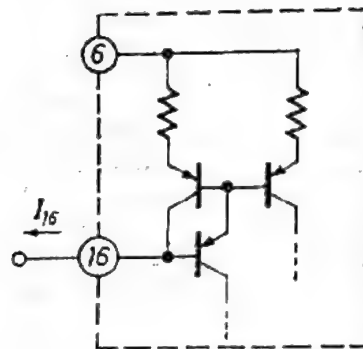
$$|V_{3-5}| \leq 8 \text{ V}$$

14



$$I_{14} \leq 5 \text{ mA}$$

16

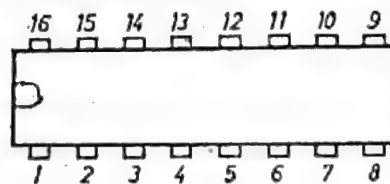


$$I_{16} \leq 1 \text{ mA}$$

Putere disipată  
Temperatura de stocare  
Temperatura de funcționare  
Temperatura joncțiunii

450 mW  
-25°C...+125°C  
-10°C...+70°C  
+125°C

## CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



Capsula MP 116  
Vedere de sus

- |  |                                     |
|--|-------------------------------------|
| 1 Rampa de tensiune                        | 9 Alimentare c.a.                   |
| 2 ieșirea amplificatorului                 | 10 Tensiunea redresată negativă     |
| 3 Intrarea neinversoare a amplificatorului | 11 Chopper                          |
| 4 Tensiune de referință de 1,5 V           | 12 Masa de forță                    |
| 5 Intrarea inversoare a amplificatorului   | 13 Masa de semnal                   |
| 6 Tensiunea stabilizată de +8 V            | 14 Detector de curent anodic zero   |
| 7 Ieșire                                   | 15 Ieșirea blocului de logică       |
| 8 Tensiunea redresată pozitivă             | 16 Generator de curent pentru rampă |



CARACTERISTICI ELECTRICE ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ , vezi schema de aplicație din figura 8.46)

Parametru	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Tensiunea redresată pozitivă	$V_{8-12}$			12	15	V
Tensiunea redresată negativă	$V_{10-12}$			12	15	V
Pragul detectorului de tensiune nulă	$V_{9-12}$			$\pm 12$		V
Pragul detectorului de curent anodic nul	$V_{14-12}$	$R_{14} = 100 \text{ k}\Omega$		$\pm 9$	$\pm 10$	V
Nivelul minim al rampei de tensiune	$V_{1-12 \text{ min}}$				1	V
Nivelul maxim al rampei de tensiune	$V_{1-12 \text{ max}}$		7			V
Nivelul tensiunii de trig- gerare a comparatorului	$V_{1-2}$	$V_{6-13} = 8 \text{ V}$		70	100	mV
Domeniul tensiunilor de intrare în comparator	$V_{1-13}$ $V_{2-13}$	$V_{6-13} = 8 \text{ V}$	0		7	V
Câștigul etajului de am- plificare (cu bucla des- chisă)	$G_v$	$V_{6-13} = 8 \text{ V}$ $R_{2-13} = 10 \text{ k}\Omega$ $V_{2-13(cc)} = 6 \text{ V}$	60	70		dB
Domeniul tensiunilor la ieșirea amplificatorului	$V_{2-13}$	$V_{6-13} = 8 \text{ V}$ $R_{2-13} = 20 \text{ k}\Omega$	5,5			V
Tensiunea de decalaj la intrare	$V_{3-13}$ $V_{5-13}$	$V_{6-13} = 8 \text{ V}$ $R_{2-13} = 50 \Omega$ $R_{3-13} = 50 \Omega$		3	6	mV
Curentul de intrare în amplificator	$I_{8-3}$			0,1	1	$\mu\text{A}$
Tensiunea stabilizată	$V_{6-13}$		7,5	8	8,7	V
Curentul sursei stabili- zate	$I_6$				3	mA
Stabilizarea față de sar- cină	$\frac{\Delta V_{6-13}}{V_{6-13}}$	$I_6 = 0 \dots 2 \text{ mA}$		0,5	1	%
Stabilizarea față de ten- siunea de intrare	$\frac{\Delta V_{6-13}}{\Delta V_{8-13}}$	$V_8 = 12 \dots 14 \text{ V}$ $I_6 = 0$		40		dB
Tensiunea de referință	$V_4$			1,5		V
Amplitudinea pulsului de aprindere	$V_{7-12}$	$R_{7-12} = 1 \text{ k}\Omega$ pozitiv negativ		+5,5 -9,5		V V
Curentul maxim la ieșire	$I_7$	$R_{7-12} = 10 \Omega$	80			mA
Durata impulsului la ieșire	$t_p$	$C_{11-15} = 10 \text{ nF}$ $R_{7-12} = 50 \Omega$		200		$\mu\text{s}$
Timpul de creștere al impulsului	$t_r$	$C_{11-15} = 10 \text{ nF}$ $R_{7-12} = 50 \Omega$		200		ns

#### CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-ambiant	$R_{th J-a}$	175°C/W
--------------------------------------	--------------	---------

Tensiunea prestabilizată negativă de  $-12\text{ V}$  (ce apare la terminalul 10) nu mai este necesară. Terminalul 10 se poate lega la terminalul 12 (masa circuitului).

Sincronizarea circuitului nu se mai face direct de la rețeaua de c.a. ci prin intermediul unei punți de redresare bialternanță folosită și pentru alimentarea sarcinii de putere aflată în circuitul anodic al tiristorului.

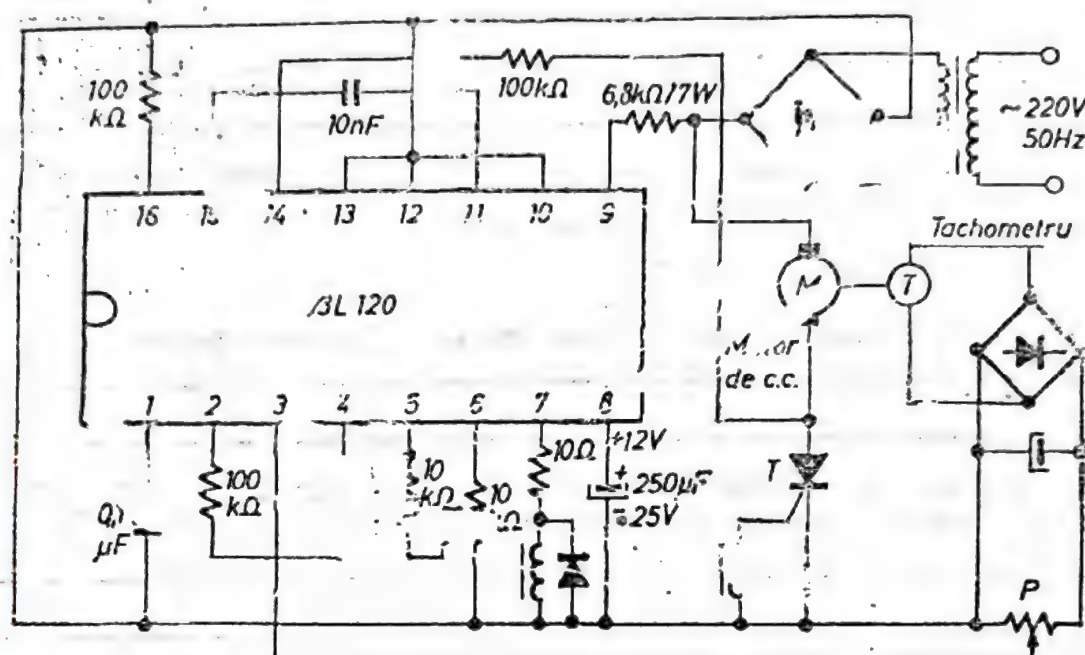


Fig. 8.47. Schema de aplicație a circuitului  $\beta L 120$  pentru comanda turației unui motor de c.c.

O astfel de aplicație, care evidențiază toate particularitățile de folosire a circuitului  $\beta L 120$  enumerate mai sus, este reprezentată în figura 8.47. Este vorba de controlul turației unui motor  $M$  de curent continuu care se află în circuitul anodic al unui tiristor  $T$ . Se observă că atât sincronizarea circuitului (terminalul 9) cât și alimentarea sarcinii de putere (motorul  $M$ ) se face de la rețeaua de c.a. prin intermediul unei punți de redresare bialternanță. Impulsul de aprindere din terminalul 7 este un impuls de curent pozitiv, indiferent de semialternanța rețelei de c.a. Datorită punții externe de redresare bialternanță blocul de logică și etajul de ieșire (vezi prezentarea făcută anterior) interpretează toate semialternanțele tensiunii de rețea ca semialternanțe pozitive.

În consecință, impulsul de ieșire este furnizat numai de tranzistorul echivalent  $Q^+$  (vezi figura 8.44). El este deci un impuls pozitiv capabil să provoace aprinderea tiristorului pentru fiecare semialternanță a tensiunii de rețea. Impulsul de aprindere generat de circuitul  $\beta L 120$  se aplică prin intermediul unui transformator de impulsuri (care nu este absolut necesar) pe poarta tiristorului. Restul schemei de aplicație (bucla de reacție turată — unghi de aprindere) funcționează ca în aplicația precedentă.



De reținut pentru utilizare (referitor la figura 8.36) :

Deși rezistențele  $R_1'$ ,  $R_2'$  nu sînt critice, sînt de preferat valorile :

$$R_1' = 6,8 \text{ k}\Omega/7 \text{ W} ; R_2' = 100 \text{ k}\Omega,$$

care asigură funcționarea optimă a detectoarelor de tensiune și curent nul și a blocului de alimentare.

Funcționarea corectă a rampei de tensiune (terminalul 1) este asigurată de condițiile :

$$C_3 R_6' = 10 \text{ ms} ; R_6' \leq 133 \text{ k}\Omega$$

pentru un semnal de sincronizare cu frecvența de 50 Hz.

Durata impulsului de aprindere este fixată de  $C_4'$  în conformitate cu dependența  $t_p(C_4')$  din figura 8.41.c.

Valorile rezistențelor  $R_3'$ ,  $R_4'$ ,  $P_1'$  care formează bucla de reacție negativă pentru amplificatorul operațional trebuie să aibă valori de zeci de k $\Omega$  pentru a satisface condițiile de curent de intrare de polarizare (1  $\mu$ A) a amplificatorului.

Folosirea în aplicații a tensiunii stabilizate de 8 V din terminalul 6 nu se poate face decît pentru montaje care necesită curent de alimentare maxim de 3 mA.

Folosirea tensiunii de referință de 1,5 V din terminalul 4 nu trebuie făcută decît în cazul montajelor care necesită curent maxim de 5  $\mu$ A (intrări de amplificator operațional, comparator, etc.).

În aplicațiile în care semnalul  $v_s$  este de nivel mare, se poate renunța în principiu la folosirea amplificatorului, semnalul  $v_s$  aplicîndu-se direct la terminalul 2 (intrarea inversoare a comparatorului).

Funcționarea circuitului  $\beta I_{120}$  nu este posibilă decît prin conectarea terminalului 13, prin cablaj (evitînd închiderea unei bucle de masă) la terminalul 12.

#### 8.4.4. $\beta L 121$ — circuit pentru comanda prin zero a triacelor/tiristoarelor [15]

##### Prezentarea circuitului

Circuitul  $\beta L 121$  este un circuit de comandă prin zero a aprinderii triacelor. Face parte din categoria celor cu referință variabilă (*proportional drive*).

Circuitul generează impulsuri de aprindere, în cadranele I și III, la fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea de c.a.

##### Caracteristici generale

- Nu necesită surse de alimentare de c.c.;
- Diodele de redresare dublă alternanță sînt integrate în cip;
- Se generează impulsuri de curent de  $\pm 80$  mA;
- Ieșirea este protejată la scurtcircuit;
- Pe cip este realizat un stabilizator de tensiune de  $\pm 8$  V/3 mA disponibil pentru utilizator;
- Are imunitate la zgomot;
- Necesită puține componente externe;
- Funcționează atât în modul de lucru cu referință fixă (*two points drive*), cît și în modul de lucru cu referință variabilă (*proportional drive*);
- Circuitul oferă posibilități largi de prelucrare analogică a semnalului ce reprezintă informația de putere din sarcina triacului, datorită unui amplificator operațional integrat pe același cip.

##### Destinație

Circuitul  $\beta L 121$  este un circuit de comandă prin zero a aprinderii triacelor, care posedă toate funcțiile unui circuit evoluat din această clasă.

Se poate folosi în aplicații oricît de pretențioase de control prin zero a aprinderii triacelor. Acest lucru este valabil atât pentru prelucrarea analogică cît și pentru funcționarea logicii de comandă a generării impulsului de aprindere.

Generarea impulsurilor de aprindere în cadranele I și III reprezintă de asemeni, un avantaj care relaxează condițiile de alegere a triacului pentru o anumită aplicație.

##### Schema bloc

Schema bloc a circuitului este prezentată în figura 8.48.

În comparație cu schema bloc a circuitului  $\beta L 120$  (vezi figura 8.36) se observă absența detectorului de curent anodic nul (care nu mai este necesar pentru modul de comandă pe care-l discutăm) și transformarea generatorului de rampă sincronizat cu 50 Hz (în cazul circuitului  $\beta L 120$ ) într-un generator de rampă cu o perioadă fixată extern, în funcție de utilizare, de 1...10 s.

Toate celelalte blocuri funcționale sînt identice cu cele ale circuitului  $\beta L 120$ . Aceasta face ca majoritatea caracteristicilor electrice ale circuitului  $\beta L 120$  să le regăsim și la circuitul  $\beta L 121$ . Vom prezenta doar blo-



curile de interfațare cu utilizatorul care deosebesc circuitul  $\beta L 121$  de  $\beta L 120$ . Prezentarea celorlalte blocuri poate fi regăsită în § 8.4.3.

**Blocurile electrice componente, de interfațare cu utilizatorul**

- **Blocul de alimentare**

Acest bloc este identic cu cel al circuitului  $\beta L 120$ . Problemele de interfațare cu utilizatorul au fost deja prezentate în § 8.4.3.

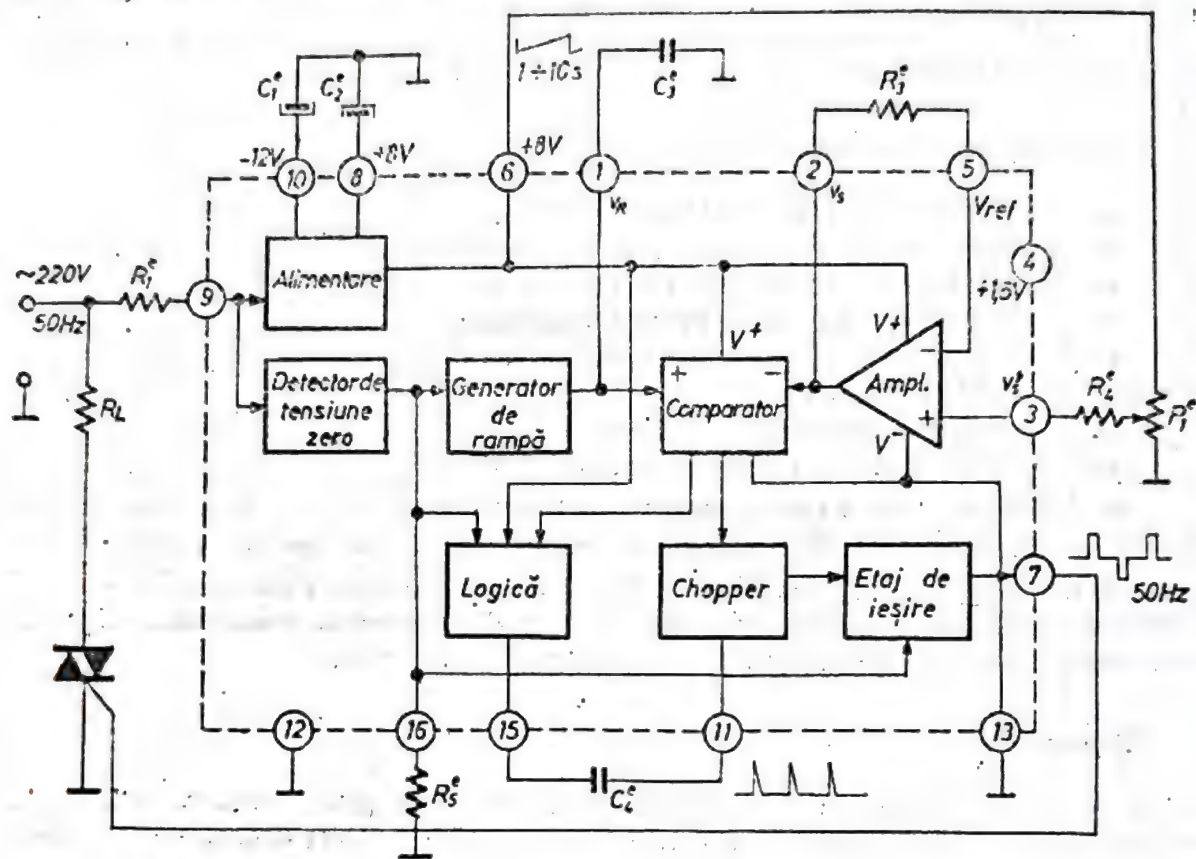


Fig. 8.48. Schema bloc a circuitului  $\beta L 121$ .

- **Detectorul de tensiune zero**

Este identic cu al circuitului  $\beta L 120$ .

- **Rampa de tensiune**

Semnalul rampei de tensiune, caracteristic oricărui circuit de comandă prin zero cu referință variabilă, este un semnal electric periodic cu o perioadă de 1...10 s, determinată de utilizator. Excursia de tensiune a semnalului rampă este fixată intern.

Acest semnal, notat cu  $v_R$  în figura 8.25 se aplică la una din intrările etajului comparator. La cealaltă intrare se aplică semnalul  $v_s$  (semnalul analogic amplificat — vezi figurile 8.25 și 8.48). Pe intervalul de timp în care  $v_s$  este mai mare decât  $v_R$  se validează generarea impulsului de aprindere (pozitiv sau negativ) la fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea de c.a.

În figura 8.49 este prezentată schema electrică a acestui etaj.

Componentele externe responsabile de funcționarea etajului sînt  $R_1$  și  $C_1$ . Generatorul de curent  $I_{OI}$  este de rezistență externă  $R_2$  prin inter-

mediul oglinzii de curent  $Q_4, Q_5$ . Valoarea lui satisface relația :

$$I_{G1} = \frac{V_{stab} - 2V_{BE}}{R_5^e} \quad (8.34)$$

La terminalul 1, unde este conectat capacitorul  $C_3^e$  ia naștere semnalul rampă de tensiune crescătoare ce apare astfel. În intervalul de timp în care  $Q_2$  este blocat (deci și  $Q_3$  este blocat),  $I_{G1}$  încarcă la curent constant capacitorul  $C_3^e$ , la bornele căruia apare tensiunea :

$$v_1 = \frac{I_{G1}}{C_3^e} t$$

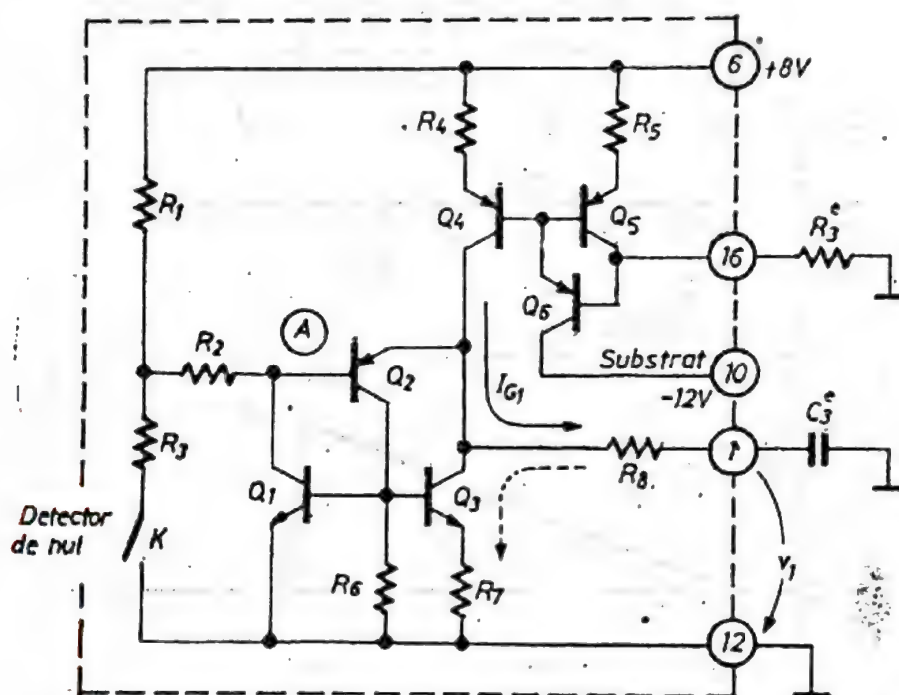


Fig. 8.49. Schema de principiu a generatorului de rampă din circuitul  $\beta L 121$ .

Folosind relația (8.25) rezultă :

$$v_1 = \frac{V_{stab} - 2V_{BE}}{C_3^e R_5^e} t \quad (8.35)$$

Acest regim se menține atâta vreme cît în baza tranzistorului  $Q_2$ , nodul A, tensiunea este mai mare decît  $v_1 - V_{BE}$ . Variația tensiunii în nodul A,  $v_A$ , este prezentată în figura 8.50 împreună cu tensiunea de sincronizare  $v_s$  și tensiunea rampă  $v_1$ . Această variație este determinată de detectorul de nul care închide comutatorul  $K$  la fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea. Se observă că tensiunea  $V_A^0$  este fixată intern de divizorul  $R_1, R_2, R_3$  la valoarea :

$$V_A^0 = \frac{R_3}{R_1 + R_3} V_{stab} = 4,6 \text{ V} \quad (8.36)$$

Atunci cînd tensiunea  $v_1$  la bornele condensatorului extern  $C_3^e$  atinge valoarea  $V_A^0 + V_{BE}$ , tranzistorul  $Q_3$  se deschide și tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_3$  se saturează. Condensatorul  $C_3^e$  se descarcă rapid prin  $Q_3$ . Deoarece



grupul  $Q_1 + Q_2$  acționează ca un tiristor, scăderea tensiunii  $v_1$  sub valoarea  $V_A^0$  nu provoacă oprirea procesului de descărcare a lui  $C_3^e$ . Acesta continuă pînă la descărcarea sa completă. Blocarea tiristorului echivalent format de  $Q_1$  și  $Q_2$  se face prin scăderea curentului său anodic, din emitorul lui  $Q_2$ , sub valoarea curentului de menținere al tiristorului echivalent. Trebuie remarcat că această valoare trebuie să fie mai mare ca  $I_{CI}$  pentru că altfel acest tiristor echivalent nu se mai blochează și creșterea tensiunii  $v_1$  nu mai poate avea loc.

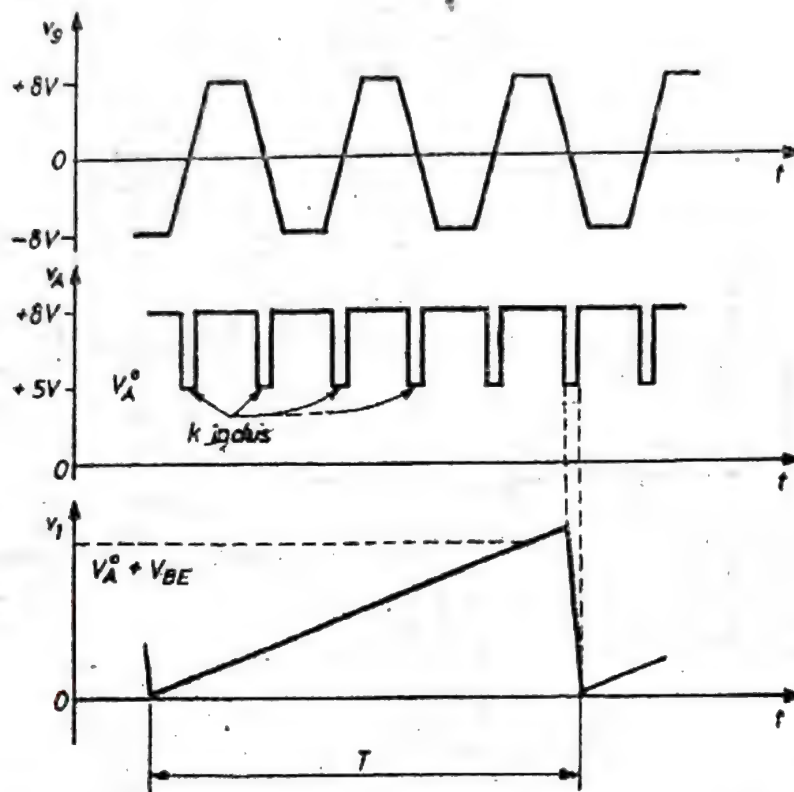


Fig. 8.50. Formele de undă caracteristice generatorului de rampă din figura 8.49.

Deoarece fixarea lui  $I_{CI}$  se face extern, prin rezistorul  $R_5^e$ , pentru utilizator se pune condiția limitării inferioare a lui  $I_{CI}$  la valoarea de  $50 \mu A$  care mai permite funcționarea corectă a rampei de tensiune.

Este deci necesar (vezi relația 8.34) ca :

$$R_5^e \leq 133 \text{ k}\Omega. \quad (8.37)$$

Putem acum determina valoarea duratei  $T$  a rampei de tensiune, folosind relațiile (8.35) și (8.36). Rezultă :

$$V_A^0 = \frac{V_{stab} - 2V_{BE}}{C_3^e R_5^e} T$$

$$T = C_3^e R_5^e \frac{V}{V_{stab} - 2V_{BE}}$$

$$T = 0,7 C_3^e R_5^e \quad (8.38)$$

Relația 8.38 arată că limitarea lui  $R_5^e$  din (8.37) poate fi compensată prin folosirea unui capacitor  $C_3^e$  de valoare mare în scopul obținerii ori-

cărei valori dorite pentru  $T$ . Cu relația (8.38) rezultă că folosind pentru  $R_5$  și  $C_3$  valori de 100 k $\Omega$  și, respectiv 10  $\mu$ F se obține o perioadă a rampei de tensiune de 0,7 s.

Mai trebuie reamintit modul în care schema realizează protecția față de declanșările parazite ale rampei de tensiune.

Așa după cum se observă și din figura 8.50, tensiunea  $v_A$  ia valoarea  $V_A^0$  doar la trecerile prin zero, de durată foarte scurtă, ale tensiunii de rețea. Descărcarea condensatorului  $C_3$  poate avea loc numai în aceste momente. În restul timpului,  $v_A$  are valoarea  $v_{stab}$  și tranzistorul  $Q_2$  este blocat. Acest lucru se poate observa și în figura 8.50. Tensiunea  $v_i$  atinge valoarea  $V_A^0 + V_{BE}$  înainte de anularea tensiunii de rețea, dar descărcarea condensatorului  $C_3$  este amînată pînă la prima trecere prin zero a tensiunii de c.a.

Parametrii electrici ai semnalului rampă de tensiune se regăsesc în Tabelul 8.3.

#### ● Blocul logic de declanșare („chopper”)

Blocul de declanșare al circuitului  $\beta L 121$  este identic cu cel al circuitului  $\beta L 120$ . Există deosebiri numai în ceea ce privește logica propriu-zisă de comandă. Această logică trebuie să asigure comanda prin fază în cazul circuitului  $\beta L 120$  și prin zero în cazul circuitului  $\beta L 121$ .

Schema electrică parțială a chopperului este dată în figura 8.51. Spre deosebire de schema din figura 8.41.a, se observă lipsa detectorului de curent anodic nul și conectarea diferită a diodei Zener din poarta tiristorului. Intern, circuitul prezintă la terminalul 11 aceeași configurație electrică ca și circuitul  $\beta L 120$ . Acest bloc electric este responsabil de fixarea duratei  $t_p$  a impulsului de aprindere. La fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea, tranzistoarele  $Q_6$  și  $Q_7$  se saturează (vezi figura 8.51.a, b) Poarta tiristorului  $Th$  este polarizată în sensul deschiderii acestuia. Dacă în plus, există curent la ieșirea comparatorului (care constituie curent anodic pentru  $Th$ ), atunci tiristorul  $Th$  se deschide injectînd curentul  $i_1$  în  $R_8$  și  $i_2$  în  $Q_7$ . După anularea impulsului de nul,  $Q_7$  și  $Q_6$  se blochează dar tiristorul  $Th$  rămîne în continuare deschis, curentul său anodic distribuindu-se acum în continuare în  $R_8$  ( $i_1$ ) și prin  $R_9$  în terminalul 15 ( $i_2$ ). Condensatorul  $C_4$  se încarcă și produce în terminalul 11 un salt de tensiune de  $2V_{BE}$  care conduce la apariția impulsului de aprindere (vezi prezentarea blocului chopper al circuitului  $\beta L 120$ ). Pe măsură ce tensiunea  $v_{11}$  se apropie de valoarea limită  $2V_{BE}$ , curentul  $i_2'$  prin  $C_4$  se micșorează. În tot acest timp

$$i_A = i_1 + i_1'$$

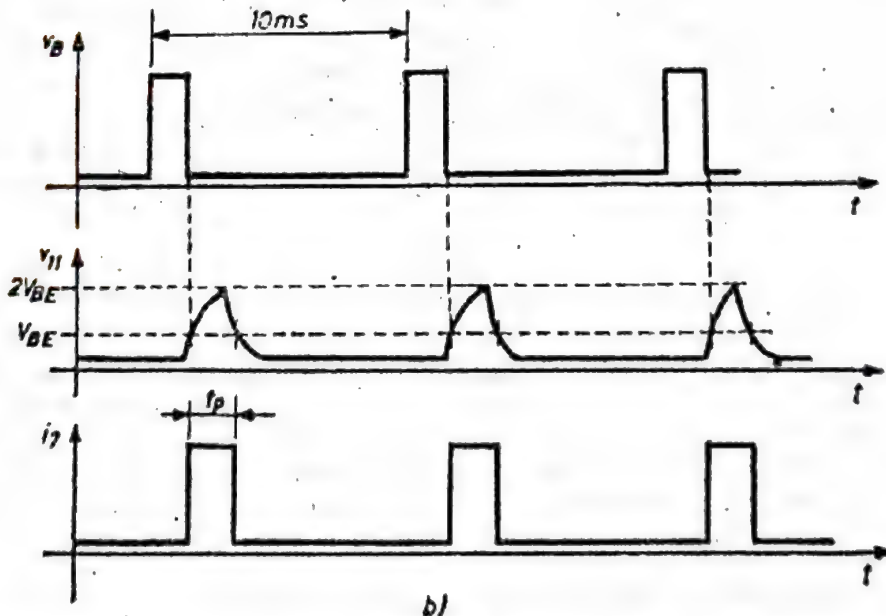
Cînd  $i_2' \approx 0$ ,  $i_A$  devine egal cu  $i_1$ . Acesta este un curent mai mic decît curentul de menținere al tiristorului  $Th$  și ca urmare, acesta se blochează. Condensatorul  $C_4$  se descarcă prin  $R_8$ ,  $R_9$ ,  $R_5$  (vezi figura 8.41.a) și cînd  $v_{11}$  scade sub valoarea  $V_{BE}$ , impulsul de aprindere se anulează. Procesul se reia la următoarea trecere prin zero dacă există disponibil curent la ieșirea comparatorului ( $v_c > v_R$  — vezi figura 8.48).

#### ● Amplificatorul operațional. Etajul de ieșire

Etajul amplificator al semnalului analogic și etajul de ieșire sînt identice cu cele ale circuitului  $\beta L 120$ .



*Tabelul 8.3.*  
Depășirea valorilor limită absolută produce în mod obișnuit defectarea catastrofală, ireversibilă a circuitului integrat sau, în cel mai bun caz, ieșirea sa din parametrii de catalog.

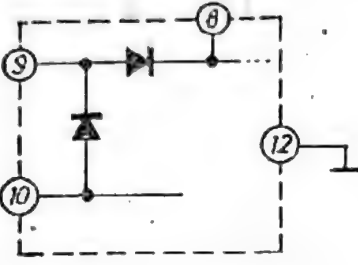
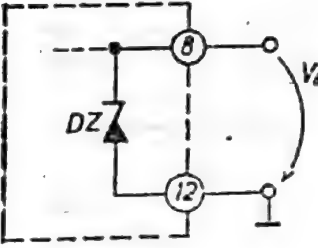
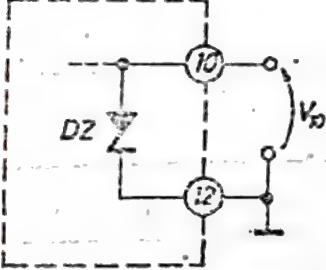
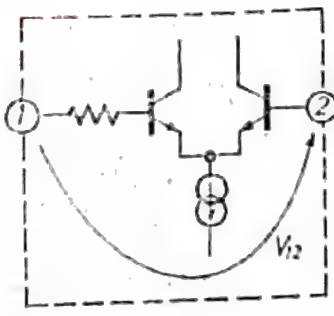


184

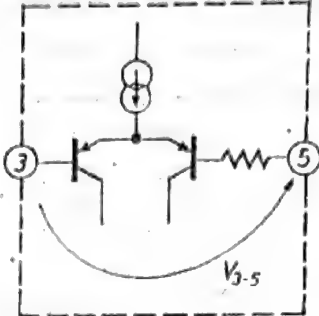
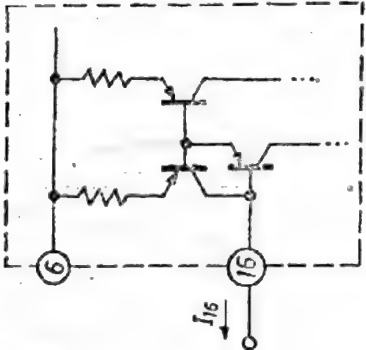
β L 121

Circuit pentru comanda prin zero a triacelor/tiristoarelor

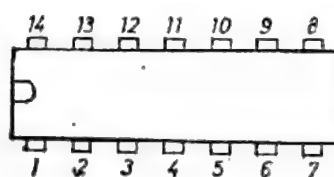
VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Terminal	Configurația internă	Valori limită absolută
9		$ I_9  \leq 60 \text{ mA}$
8		$V_8 \leq 1 \text{ V}$
10		$V_{10} \leq 15 \text{ V}$
1,2		$ V_{1-2}  \leq 7 \text{ V}$



Terminal	Configurația internă	Valori limită absolută
3,5		$ V_{3-5}  \leq V_8$
16		$ I_{16}  \leq 1 \text{ mA}$
Puterea disipată Temperatura de stocare Temperatura de funcționare Temperatura joncțiunii		450 mW $-25^{\circ}\text{C} \dots +125^{\circ}\text{C}$ $-10^{\circ}\text{C} \dots +70^{\circ}\text{C}$ $125^{\circ}\text{C}$

## CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



Capsula MP 116

Vedere de sus

1 Rampa de tensiune	9 Alimentare c.a.
2 ieșirea amplificatorului	10 Tensiunea redresată negativ
3 Intrarea nelversoare a amplificatorului	11 Chopper
4 Tensiunea de referință de 1,5 V	12 Masa de forță
5 Intrarea inversoare a amplificatorului	13 Masa de semnal
6 Tensiunea stabilizată de +8 V	14 Neconectat
7 ieșire	15 ieșirea blocului de logică
8 Tensiunea redresată pozitivă	16 Generatorul de curent pentru rampă

CARACTERISTICI ELECTRICE ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ , vezi schema de aplicație din figura 8.51)

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Tensiunea redresată pozitivă	$V_{8-12}$			12	15	V
Tensiunea redresată negativă	$V_{10-12}$			12	15	V
Pragul detectorului de tensiune nulă	$V_{9-12}$			$\pm 12$		V
Nivelul minim al rampei de tensiune	$V_{1-12 \text{ min}}$				1	V
Nivelul tensiunii de triggerare a comparatorului	$V_{1-12}$	$V_{6-13} = 8 \text{ V}$	70		100	V
Domeniul tensiunilor de intrare în comparator	$V_{1-13}$	$V_{8-13}$	0		7	V
Căștigul etajului de amplificare cu bucla deschisă	$V_{2-13}$	$V_{6-13} = 8 \text{ V}$ $R_{2-13} = 10 \text{ k}\Omega$ $V_{3-13} = 6 \text{ V}$	60	70		dB
Domeniul tensiunilor la ieșirea amplificatorului	$V_{2-13}$	$V_{6-13} = 8 \text{ V}$ $R_{2-13} = 20 \text{ k}\Omega$		5,5		V
Tensiunea de decalaj la intrarea amplificatorului	$V_{3-13}$ $V_{5-13}$	$V_{6-13} = 8 \text{ V}$ $R_{3-13} = 50 \Omega$ $R_{5-13} = 50 \Omega$		3	6	mV
Curent de intrare în amplificator	$I_{2-5}$			0,1	1	$\mu\text{A}$
Tensiunea stabilizată	$V_{6-13}$		7,5	8	8,7	V
Curentul sursei stabilizate	$I_6$				3	mA
Stabilizarea față de sarcină	$\Delta V_{6-13}$	$I_6 = 0 \dots 2 \text{ mA}$		0,5	1	%
Stabilizarea față de tensiunea de intrare	$\frac{V_{6-13}}{\Delta V_{6-13}}$ $\Delta V_{8-13}$	$V_8 = 12 \dots 14 \text{ V}$ $I_6 = 0$		46		dB
Tensiunea de referință	$V_1$			1,5		V
Amplitudinea impulsului de aprindere	$V_{7-12}$	$R_{7-12} = 1 \text{ k}\Omega$ pozitiv negativ		+5,5 -9,5		V V
Curentul maxim la ieșire	$I_p$	$R_{7-12} = 10 \Omega$ $C_{11-13} = 10 \text{ nF}$	80	200		mA $\mu\text{s}$
Durata impulsului la ieșire	$t_p$	$R_{7-12} = 50 \Omega$ $C_{11-13} = 10 \text{ nF}$		200		ns
Timpul de creștere al impulsului	$t_r$	$R_{7-12} = 50 \Omega$				

## CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-ambiant	$R_{th \text{ J-A}}$	175°C/W
--------------------------------------	----------------------	---------



### Schema de aplicație tipică

În figura 8.52 se prezintă o schemă tipică de aplicație pentru circuitul  $\beta L 121$ .  $R_L$  este o rezistență încălzitoare a unei incinte și este conectată în anodul triacului  $Th$ . Acesta este comandat de circuitul  $\beta L 121$  astfel încât puterea disipată pe rezistența de sarcină să fie menținută constantă. Senzorul de temperatură aflat în imediata apropiere a lui  $R_L$ , este un

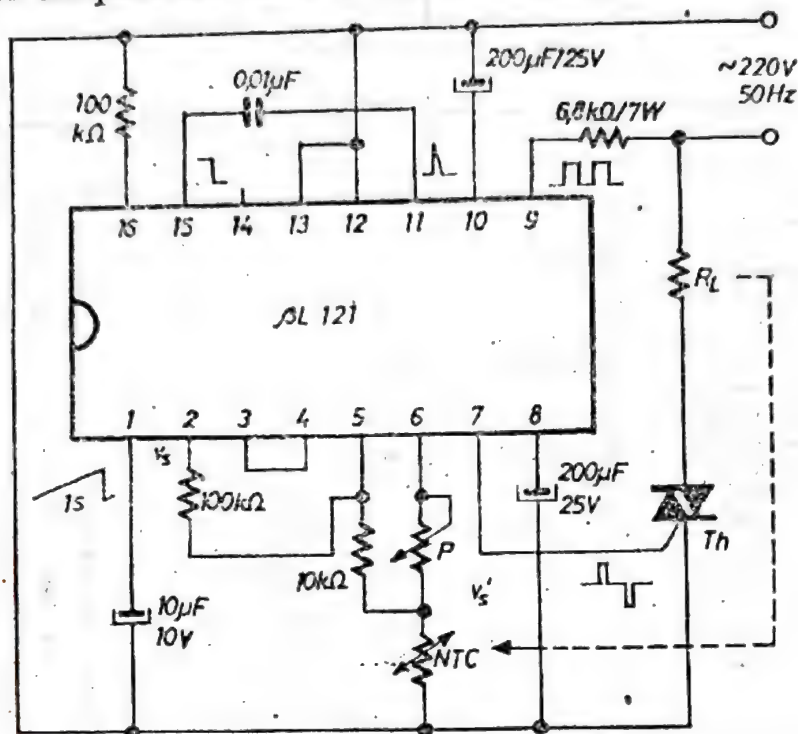


Fig. 8.52. Schema de aplicație tipică a circuitului  $\beta L 121$  pentru controlul și stabilirea temperaturii unei incinte.

termistor de tip  $NTC$  care este conectat într-un montaj rezistiv la intrarea inversoare a amplificatorului.

Intrarea neinversoare (terminalul 3) este conectată la referința de tensiune internă de 1,5 V (terminalul 4 al circuitului). Potentiometrul  $P$  asigură calibrarea dorită în funcție de valoarea de regim staționar a termistorului  $NTC$ .

Funcționarea poate fi urmărită cu ajutorul formelor de undă din figura 8.53. Tensiunea  $v_1$  pe termistorul  $NTC$  scade odată cu creșterea temperaturii incinte. La terminalul 2, această tensiune apare amplificată de 10 ori. Tensiunea  $v_2$  la ieșirea amplificatorului operațional se compară cu tensiunea rampă  $v_1$ . În intervalele de timp  $\Delta t_1$  și  $\Delta t_2$  în care  $v_1 > v_2$ , la fiecare trecere prin zero a tensiunii de sincronizare cu rețeaua de c.a., se generează la terminalul 7 câte un impuls (pozitiv sau negativ) de aprindere. Cu cât intervalele de timp  $\Delta t_1$ ,  $\Delta t_2$  sînt mai mari, cu atît numărul acestor impulsuri este mai mare.

Rezultă că pentru valori mici ale lui  $v_2$ , vom obține intervale  $\Delta t_1$ ,  $\Delta t_2$  de valori mari și în consecință putere disipată mare pe  $R_L$ . Acesta este regimul de funcționare caracteristic procesului de încălzire a incinte. Puterea pe  $R_L$  are valoarea maximă și începe încălzirea incinte. Pe măsură ce temperatura incinte crește, tensiunea  $v_2$  crește și intervalele de timp  $\Delta t_1$ ,  $\Delta t_2$  scad, ducînd la scăderea puterii disipate pe  $R_L$ . Temperatura incinței, datorită inerției termice a mediului, continuă să crească, dar mai încet.

Pe măsură ce  $v_2$  tinde să ia o valoare constantă, ceea ce ar corespunde regimului staționar dorit, viteza de creștere a temperaturii devine zero și temperatura ia valoarea de regim staționar.

Dacă față de această valoare de regim staționar, temperatura scade, atunci prin bucla de reacție, descrisă mai sus, are loc scăderea lui  $v_2$  și creșterea intervalului de timp de generare a impulsurilor prin zero. Puterea pe  $R_L$  crește și temperatura se restabilește la valoarea dorită.

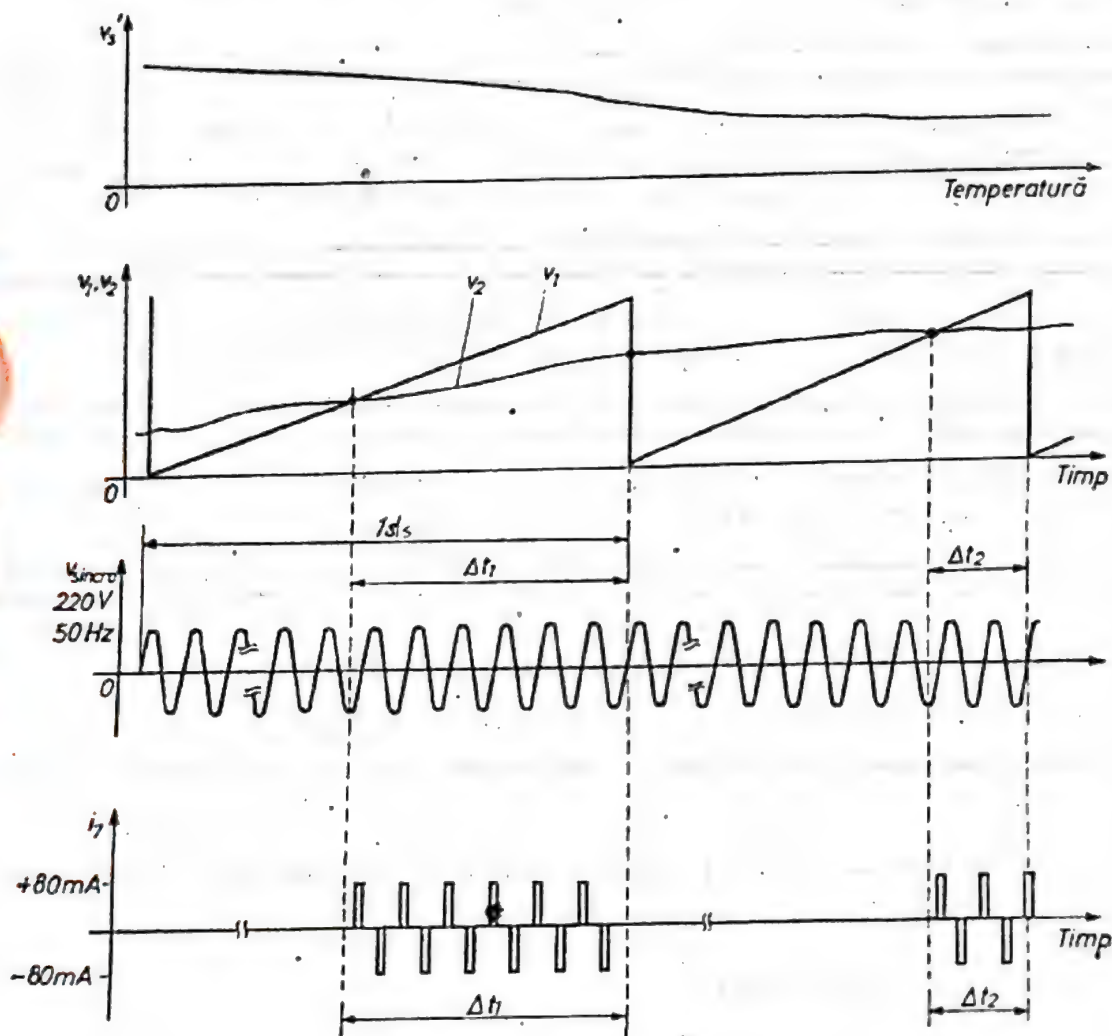


Fig. 8.53. Formele de undă corespunzătoare aplicației tipice a circuitului BL 121 din figura 8.52.

De reținut pentru utilizare (referitor la figura 8.48).

Deși rezistența  $R_1^c$  nu este critică, se recomandă valoarea

$$R_1^c = 6,8 \text{ k}\Omega / 7 \text{ W},$$

care asigură funcționarea corectă a detectorului de tensiune nulă și a blocului de alimentare.



Funcționarea rampei de tensiune (terminalul 1) este asigurată de condițiile :

$$C_4 R_5 = T/0,7 ; R_5 \leq 133 \text{ k}\Omega,$$

unde  $T$  este perioada aleasă pentru semnalul rampă de tensiune.

Durata impulsului de aprindere este fixată de  $C_4$  în conformitate cu graficul  $t_p(C_4)$  din figura 8.41.c.

Pentru asigurarea valorilor de curent de polarizare de  $1 \mu\text{A}$  pentru amplificatorul operațional, rezistențele ce se conectează în terminalele 3 și 5 trebuie să aibă valori de zeci de  $\text{k}\Omega$ .

Regulatorul intern de  $+8 \text{ V}$  al circuitului  $\beta\text{L } 121$  (terminalul 6) are un curent disponibil pentru utilizator de maximum  $3 \text{ mA}$ .

Referința de tensiune de  $1,5 \text{ V}$  (terminalul 4) are curentul maxim disponibil de  $5 \mu\text{A}$ .

Folosirea corectă a circuitului  $\beta\text{L } 121$  nu este posibilă decât prin conectarea terminalului 13, prin cablaj (evitând închiderea unei bucle de masă) la terminalul 12.

#### 8.4.5. TDA 1085 — procesor bipolar pentru controlul turației motoarelor de c.a. [16]

##### Prezentarea circuitului

*TDA 1085* este un circuit integrat complex destinat controlului turației motoarelor de c.a. Funcțiile realizate sînt legate de *stabilizarea turației, protecția la scurtcircuit, pornirea lentă și intrarea treptată în regimul de turație nominală a motorului*. Datorită realizării acestor funcții multiple el poate fi considerat un adevărat procesor bipolar în domeniul comenzii și controlului turației motoarelor de putere de c.a.

Dacă privim circuitul *TDA 1085* ca un circuit de aprindere a triacelor, el se încadrează în clasa circuitelor pentru comanda prin fază a aprinderii avînd toate caracteristicile unor astfel de circuite (vezi § 8.4.1). El generează impulsuri de aprindere la fiecare coincidență a rampei de tensiune (sincronizată cu rețeaua industrială de c.a.) cu un semnal analogic

legat printr-o mulțime de condiționări multiple de turația motorului aflat în circuitul de sarcină al triacului comandat.

### Caracteristici generale

- Nu necesită surse de alimentare de c.c.;
- Are încorporat un regulator paralel de tensiune de 17 V care asigură o alimentare stabilizată a întregului circuit;
- Este prevăzut cu un detector de nul al curentului anodic care împreună cu blocul de trigger asigură repetiția impulsului de aprindere (în cadrul aceleiași semialternanțe a tensiunii de c.a.) dacă se constată că triacul nu s-a deschis;
- Generează impulsuri de aprindere de +150 mA, de durată fixă;
- Asigură intrarea treptată, cu o rată programabilă extern printr-un grup RC, a motorului în regimul staționar de turație;
- Programarea turației de regim staționar se face simplu, prin aplicarea pe un terminal extern a unei tensiuni continue (obținută printr-un divizor de la sursa internă de tensiune stabilizată);
- Are o logică complexă de protecții care inhibă generarea de impulsuri de aprindere la subalimentarea circuitului, supraturația motorului, scurtcircuitarea motorului etc.

### Destinație

Circuitul TDA 1085 de aprindere prin fază a triacelor este destinat aproape exclusiv comenzii și controlului turației motoarelor de putere de c.a.

Datorită convertorului  $f/V$ , circuitul primește, ca informație analogică, direct turația motorului. În funcție de aceasta circuitul modifică unghiul de aprindere al triacului, reglând astfel puterea disipată pe motor și deci turația acestuia, indiferent de eulplul său.

Asigurarea intrării lente în regimul de turație propus este utilă în multe aplicații în care, la pornire, motoarele au de învins cupluri mari.

Existența detectorului de curent anodic nul permite atât comanda sarcinilor inductive (cum sînt de regulă motoarele) cît și repetiția impulsului de aprindere al triacului dacă se constată că acesta nu s-a deschis.

În sfîrșit, blocul logic de protecții asigură funcționarea fiabilă atât a sarcinii (motorul de c.a.) cît și a circuitului integrat.

### Schema bloc

Schema bloc a circuitului TDA 1085 este prezentată în figura 8.54.

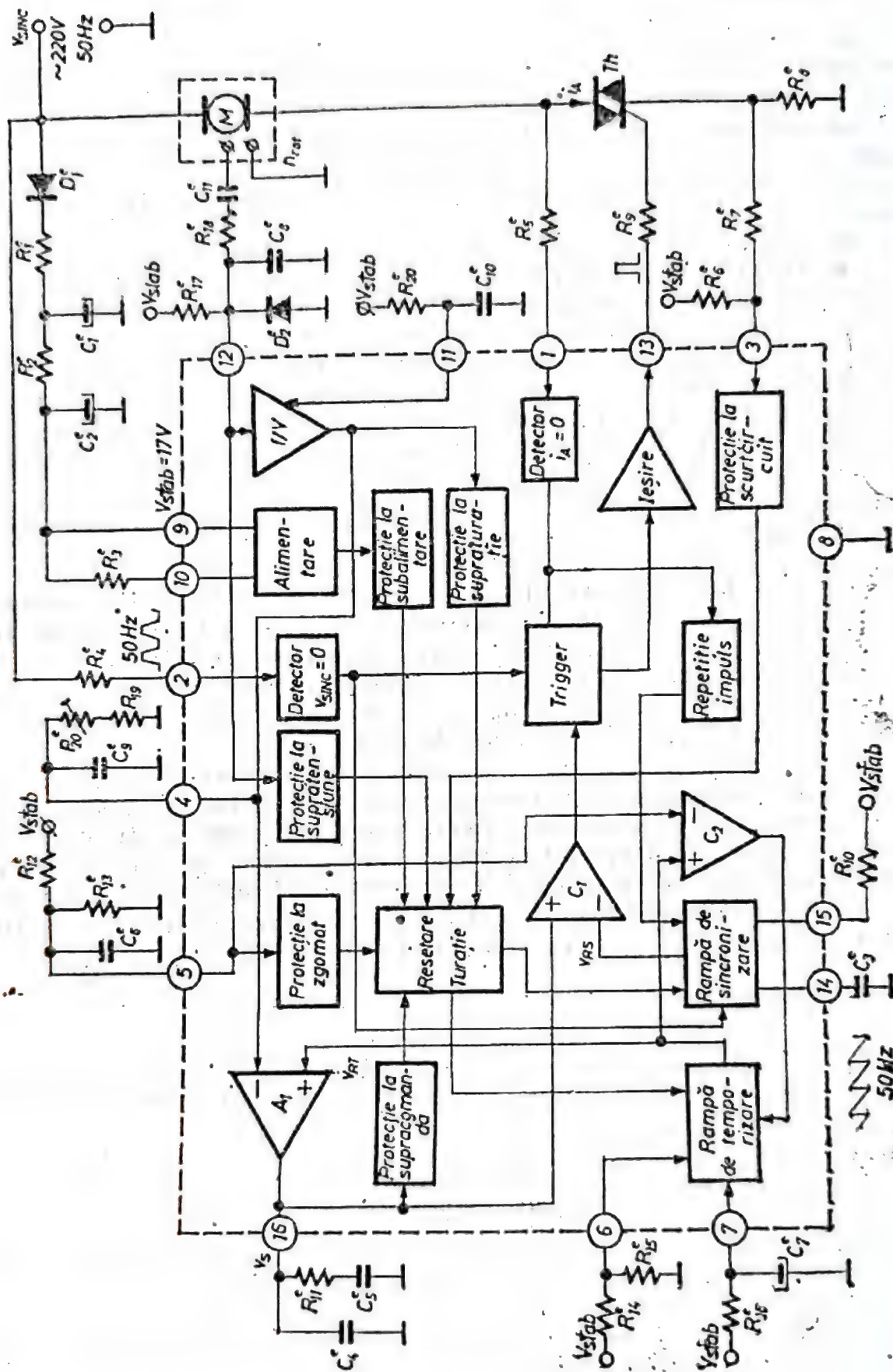
În funcționarea circuitului TDA 1085 se pot identifica patru regiuri de lucru :

— funcționarea *ca circuit de comandă în fază* a aprinderii triacelor (caz în care poate fi echivalat ca funcție, cu oricare din circuitele de comandă în fază cunoscute :  $\beta AA$  145 și  $\beta L$  120);

— funcționarea în *regim de pornire* (caracterizat de o variație controlată, lent crescătoare, a turației motorului, către valoarea staționară programată);

— funcționarea în *regim de stabilizare* a turației (programate anterior) în raport cu variația cuplului motor;





— funcționarea în *regim de protecție*, cind una sau mai multe din cele șase protecții (vezi figura 8.54) este activată.

Explicarea funcționării circuitului TDA 1085 se va face separat, pentru fiecare din modurile de lucru de mai sus. Din schema bloc completă se vor extrage în fiecare din cele patru cazuri blocurile electrice active cu care se vor forma cheme bloc parțiale, caracteristice fiecărui mod de funcționare. Este evident că blocurile electrice implicate de funcționarea propriu-zisă ca circuit de comandă în fază a aprinderii vor fi active și în celelalte trei moduri de funcționare. Aceste blocuri funcționale nu vor mai apărea explicit în prezentarea celorlalte trei moduri de lucru, subînțelegindu-se că ele sînt necesare indiferent de regimul de funcționare.

1. Funcționarea circuitului TDA 1085 ca circuit propriu-zis de comandă în fază a aprinderii triacelor.

În figura 8.55 se prezintă schema bloc parțială care corespunde funcționării circuitului TDA 1085 în acest regim.

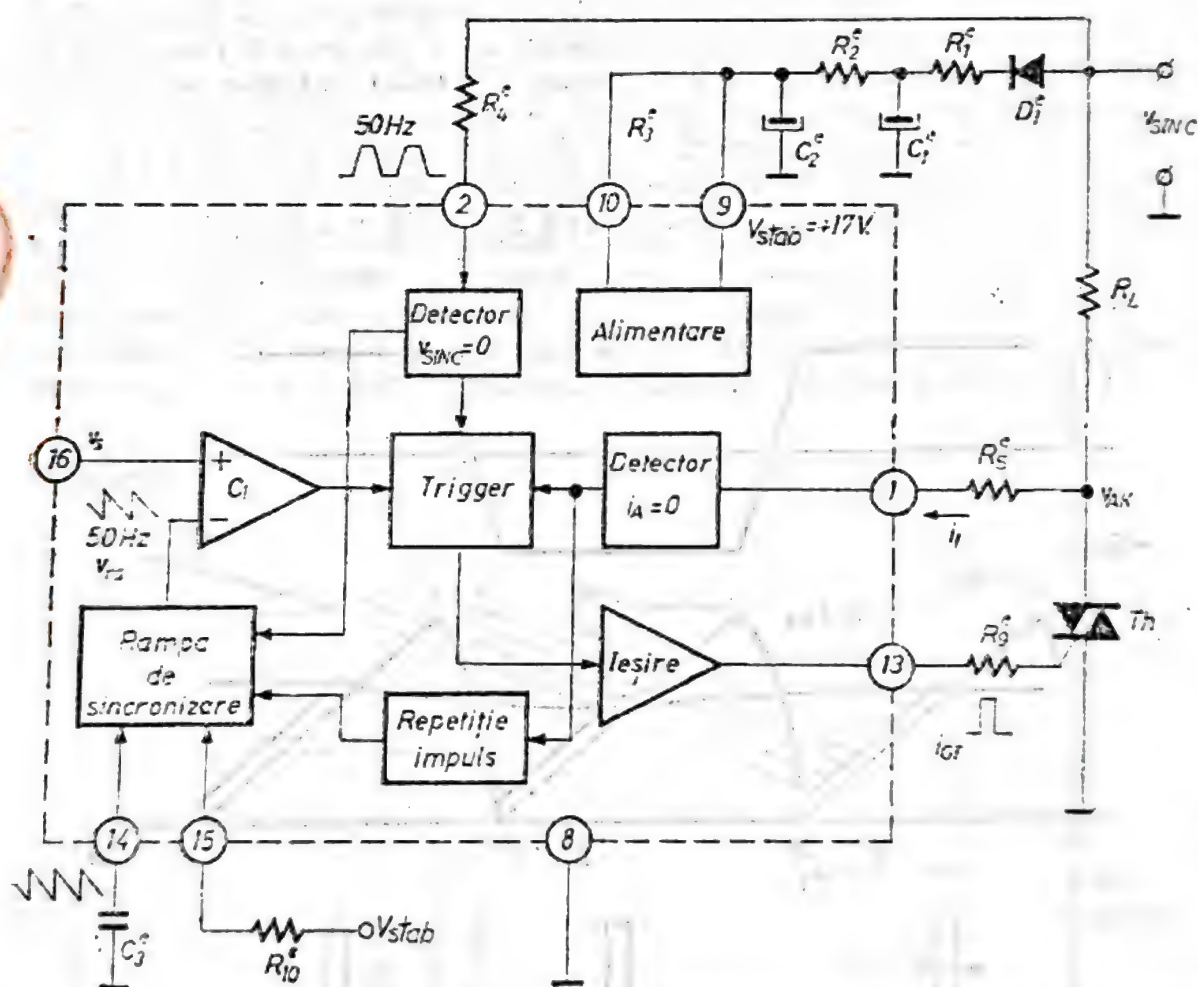


Fig. 8.55. Schema bloc parțială corespunzătoare funcționării circuitului TDA 1085 ca un circuit simplu de comandă în fază.

Blocul de alimentare asigură o tensiune stabilizată de +17 V, obținută direct din rețeaua de c.a. printr-un grup de redresare și filtrare monoalternanță.

Detectorul de nul al tensiunii de sincronizare ( $v_{sync} = 0$ ) declanșează rampa de sincronizare cu rețeaua industrială de c.a. de 50 Hz.



Semnalul rampă de sincronizare  $v_{RS}$ , obținut la terminalul 14, se aplică pe intrarea inversoare a comparatorului  $C_1$ . Pe intrarea neinvertor a acestuia se aplică semnalul  $v_s$  ( $v_{SENS}$  — vezi § 8.3.1) care reprezintă tensiunea de comandă a fazei unghiului de aprindere.

Ori de câte ori se realizează condiția  $v_s > v_{RS}$ , prin intermediul etajului trigger și a etajului de ieșire se generează un impuls de aprindere de durată fixă (determinată de componente interne ale circuitului). Generarea acestui impuls este condiționată de cele două blocuri detectoare de nul a tensiunii de sincronizare ( $v_{SINC} = 0$ ) și al curentului anodic ( $i_A = 0$ ). Primul bloc realizează protecția la zgomot (evită generarea impulsurilor parazite). Cel de-al doilea bloc are două funcții:

- asigură generarea impulsului al  $n$ -lea, corespunzător semialternanței a  $n$ -a, numai dacă se constată anularea curentului anodic al triacului deschis de impulsul de aprindere anterior (de ordin  $n - 1$ ), obținându-se astfel comanda optimă a puterii în sarcini inductive;

- asigură, împreună cu blocul de repetiție a impulsului de aprindere, modificarea rampei de sincronizare astfel încât să se genereze încă un impuls de aprindere dacă în urma generării celui anterior se constată că  $i_A = 0$ . Procesul se repetă pînă ce se constată aprinderea triacului.

Formele de undă corespunzătoare funcționării fără repetiție a impulsului de aprindere sînt prezentate în figura 8.56; ele sînt caracteristice oricărui circuit de comandă în fază (vezi § 8.4.1 și § 8.4.3).

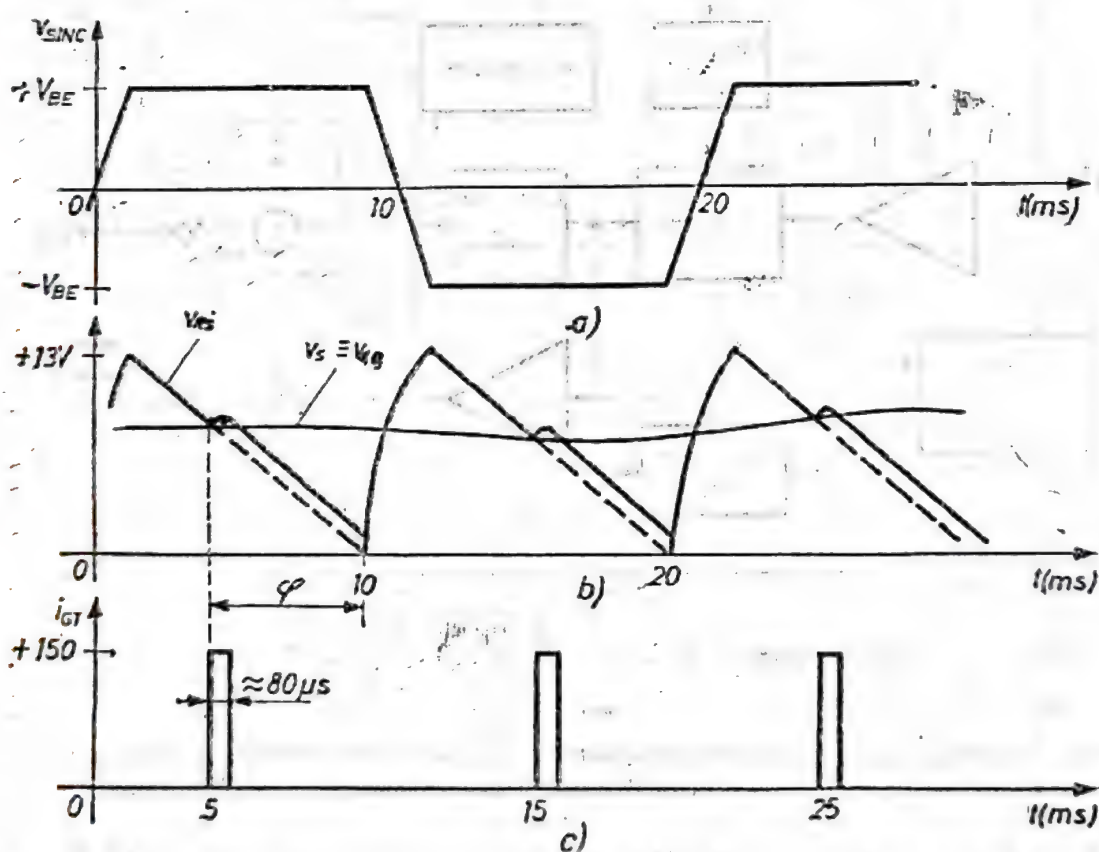


Fig. 8.56. Formele de undă caracteristice funcționării circuitului TDA 1085 ca un circuit simplu de comandă în fază, fără repetiția impulsului de aprindere.

În figura 8.56, s-a reprezentat cu linie punctată semnalul  $v_{RS}$  în lipsa tensiunii de senzor  $v_s$ . Această formă de undă este determinată de grupul  $R_{10}$  și  $C_2$  din terminalele 14 și 15.

Existența tensiunii de senzor  $v_s$  și efectuarea comparației cu  $v_{RS}$  de către comparatorul  $C_1$  are ca efect întreruperea pentru o durată de timp scurtă ( $\approx 80 \mu s$ ) a rampei ideale (trasată cu linie punctată).

După această perioadă de timp (fixată intern) și care corespunde duratei impulsului de aprindere, rampa descrescătoare de tensiune  $v_{RS}$  este reluată.

Rezultă în acest mod, generarea unui impuls de aprindere cu faza  $\varphi$  măsurată în unități de unghi sau timp.

Blocul care asigură repetiția impulsului de aprindere este specific circuitului TDA 1085. Intrarea sa în funcțiune modifică rampa de sincronizare  $v_{RS}$  conform figurii 8.57 în care s-a reprezentat efectul funcționării blocului de repetiție al impulsului și al detectorului de curent  $i_A = 0$ . La momentul de timp  $t_1$  (figura 8.57) are loc prima coincidență a semnalului  $v_{RS}$  cu  $v_s$  și se generează impulsul de aprindere  $I_1$ .

Generarea acestui impuls provoacă întreruperea rampei  $v_{RS}$  (care ar fi continuat conform liniei punctate cu o pantă fixată de  $C_2^*$  și  $R_{10}^*$ ) și creșterea cu o tensiune mică  $\Delta v_{RS}$ , după care urmează scăderea cu o pantă egală cu aceea dinainte de momentul  $t_1$ . Urmează o nouă comparație a tensiunii  $v_{RS}$  cu  $v_s$ , la momentul  $t_2$ . În intervalul  $t_1 \dots t_2$ , detectorul de curent anodic nul ( $i_A = 0$ ) constată dacă triacul s-a deschis.

Cînd triacul se deschide, tensiunea  $v_{AK}$  (figura 8.55) scade la aproximativ 2 V, ceea ce produce în terminalul 1 un curent  $i_1$  aproape nul. Dacă se constată că  $i_1 = 0$ , atunci, la momentul  $t_2$  rampa  $v_{RS}$ , figura 8.57.a, continuă conform liniei punctate, fără să mai aibă loc creșterea  $\Delta v_{RS}$ . Această situație reprezintă funcționarea fără repetiția impulsului de aprindere, corespunzînd aprinderii triacului chiar după primul impuls de comandă. Dacă însă, la momentul  $t_2$ , curentul  $i_1$  este diferit de 0, atunci rampa  $v_{RS}$  este din nou întreruptă și are loc din nou o creștere cu  $\Delta v_{RS}$ .

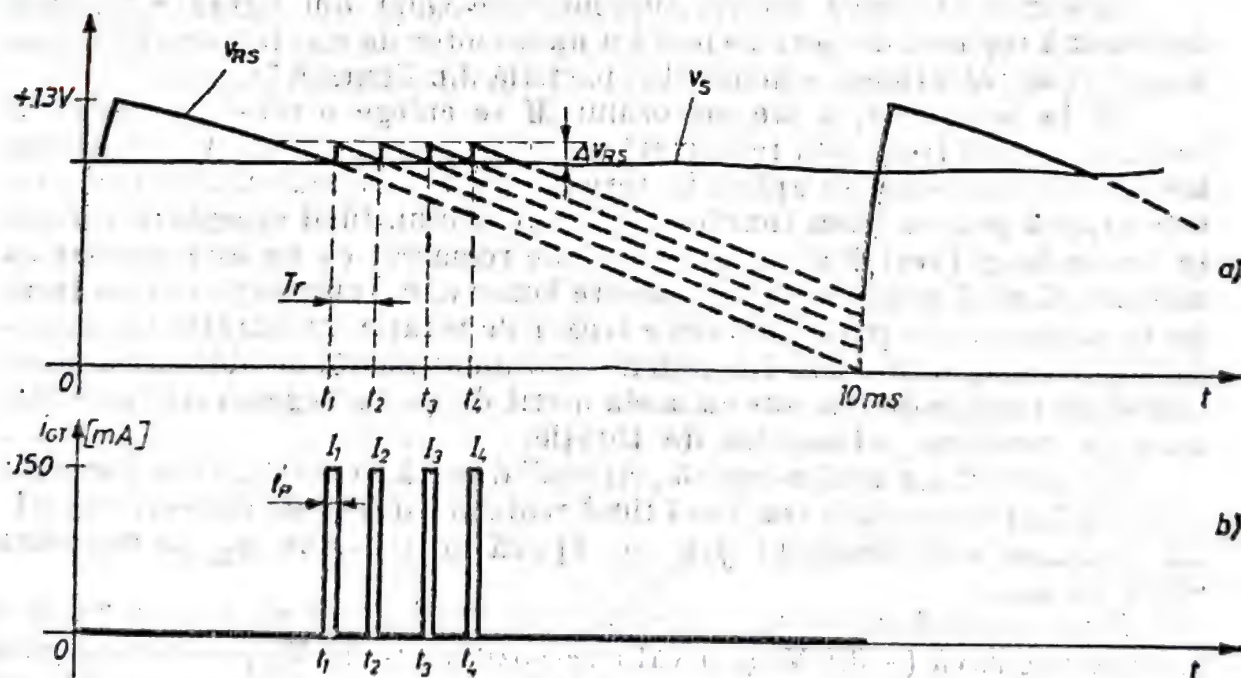


Fig. 8.57. Formele de undă ale rampei sincronizate cînd funcționează blocul de repetiție, a impulsului de aprindere (scara de timp este mărită) din circuitul TDA 1085.



a acestei tensiuni, simultan cu generarea celui de-al doilea impuls de aprindere  $I_2$  (figura 8.57). Procesul acesta, de recunoaștere a aprinderii triacului și repetare a impulsului de comandă, se continuă până când detectorul tensiunii nule de sincronizare ( $v_{sync} = 0$ ) produce repetarea rampei  $v_{ES}$  de la valoarea maximă de  $+13$  V (care se petrece cu o perioadă de 10 ms).

Durata  $t_r$  a impulsului cit și perioada  $T_r$  a impulsului de repetiție constituie date de catalog (vezi Tabelul 8.4) și sunt fixate de către componentele interne ale circuitului.

Trebuie remarcat că modul de funcționare descris mai sus poate fi folosit efectiv în aplicații dacă se iau măsurile necesare *inhibării* protecțiilor (vezi funcționarea în regim de protecție). Se observă însă că nu există nici o buclă de stabilizare a comenzii de aprindere a triacului. Nu există nici o reacție care să lege efectul disipării de putere în sarcina  $R_L$  (care poate fi chiar și un motor de c.a.) și semnalul  $v$ , care determină unghiul de aprindere și deci puterea disipată de sarcina  $R_L$ . Această buclă de reacție trebuie să fie realizată extern în funcție de aplicația dorită. Din acest motiv *folosirea circuitului TDA 1085 în acest mod de funcționare nu este justificată*. Multe din posibilitățile circuitului rămân neexploatare. Pentru astfel de aplicații sunt recomandate alte circuite de comandă ( $\beta L 120$ ,  $\beta A 145$  etc.).

## 2. Funcționarea circuitului TDA 1085 în regim de pornire a unui motor de c.a.

Așa cum am mai precizat, toate blocurile electrice prezentate anterior, realizând funcția propriu-zisă de comandă în fază a aprinderii triacului, sunt active indiferent de regimul de funcționare al circuitului TDA 1085.

Ceea ce deosebește un regim de funcționare de altul este legat de semnalul  $v$ , (care apare în terminalul 16) și care ia naștere intern în urma prelucrării diverselor informații culese de circuit.

Blocurile electrice active, suplimentare celor din figura 8.55, care determină regimul de pornire lentă a unui motor de c.a. folosit ca sarcină a unui triac, alcătuiesc schema bloc parțială din figura 8.58.

De la bornele  $a$ ,  $b$  ale motorului  $M$  se culege o tensiune variabilă în timp a cărei frecvență reprezintă turația  $n$ , a motorului. Amplitudinea acestei tensiuni care se aplică în terminalul 12 al circuitului integrat nu este critică pentru buna funcționare a circuitului, fiind acceptate variații în limite largi (vezi Tabelul 8.4). Trebuie remarcat că nu este necesar ca motorul să aibă prin construcție aceste borne  $a$ ,  $b$ . Informația despre turație se poate obține practic în orice senzor de rotație (numărător de impulsuri optic, magnetic etc.). Nu trebuie confundat modul de obținere a informației de turație de mai sus cu acela oferit de un tachogenerator care traduce în tensiune informația de turație.

Circuitul TDA 1085 necesită „citirea” directă a turației, transformarea acesteia într-o tensiune continuă fiind realizată intern de convertorul  $f/V$ . La intrarea convertorului  $f/V$  se aplică o tensiune  $v_{12}$  de frecvență egală cu  $n_{rot}$ .

Este esențial ca tensiunea  $v_{12}$  din terminalul 12 să varieze între o valoare negativă ( $-0,8$  V) și o valoare pozitivă ( $+12$  V) pentru a asigura o funcționare corectă convertorului  $f/V$ . Aceste condiții se satisfac cu grupul de componente externe din terminalul 12.

În terminalul 11 se obține în funcție de componentele externe  $R_1$  și  $C_{10}$ , un impuls de amplitudine mare ( $+12$  V) și frecvență egală cu  $n_{rot}$ .

La ieșirea convertorului  $f/V$  se obține tensiunea  $v_4$ , care depinde puternic de grupul de componente externe  $C_9^e, R_{19}^e, P_{20}^e$  care realizează netezirea impulsului din terminalul 11. Formele de undă sînt prezentate în figura

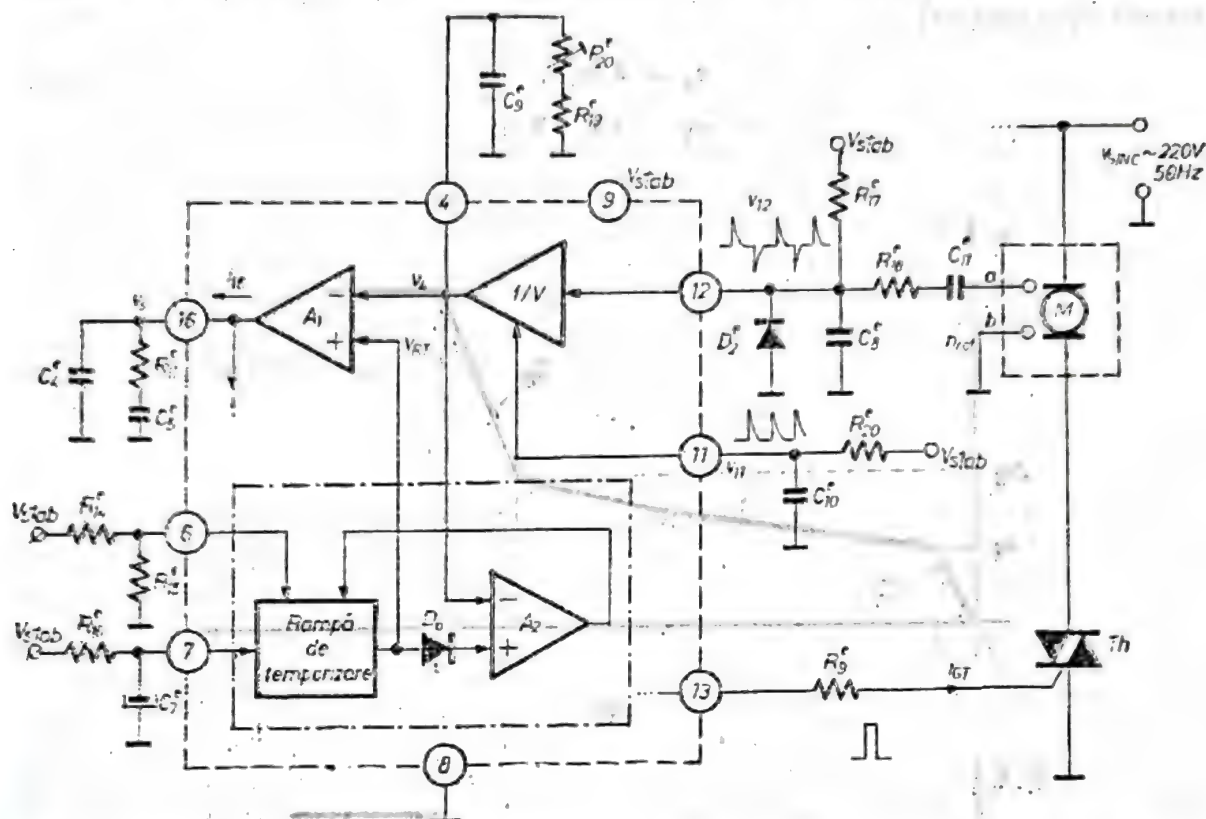


Fig. 8.58. Schema bloc parțială, corespunzătoare funcționării circuitului TDA 1085 în regim de pornire lentă a motorului de c.a.

8.59. Factorul de conversie  $K = v_4/f_{12}$  este un parametru de catalog (vezi Tabelul 8.4) și are o valoare tipică de 15 mV/Hz.

Tensiunea  $v_4$  se aplică intrării inversoare a amplificatorului de transconductanță  $A_1$ .

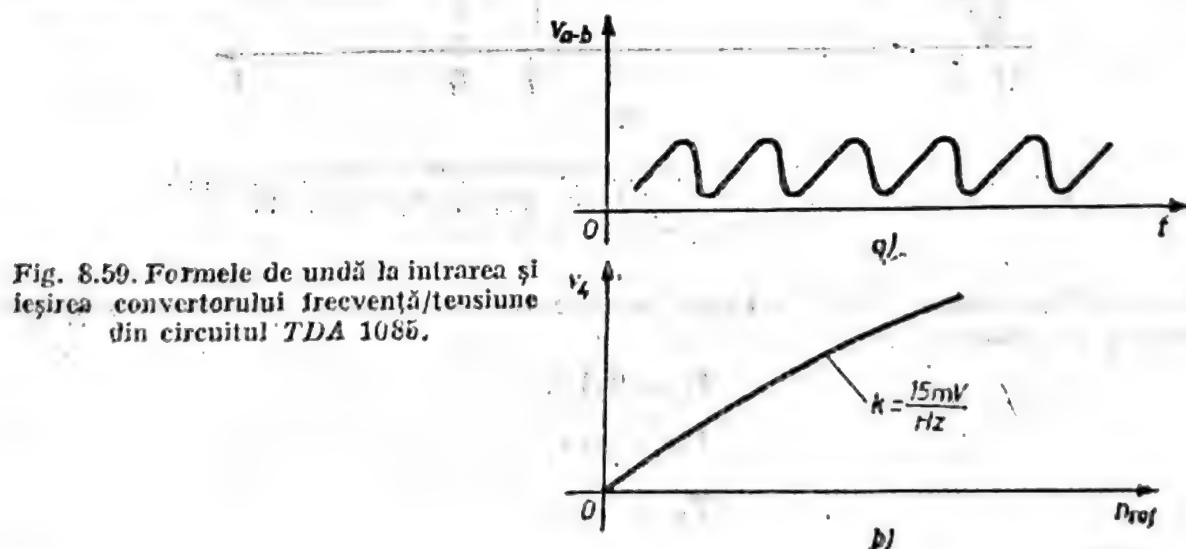


Fig. 8.59. Formele de undă la intrarea și ieșirea convertorului frecvență/tensiune din circuitul TDA 1085.

Pe intrarea neinversoare a amplificatorului  $A_1$  se aplică o tensiune  $v_{AT}$  produsă de rampa de temporizare și ai cărei parametri sînt determinați de componentele externe din terminalele 6 și 7 precum și de elemente



interne circuitului. Acest bloc este responsabil de atingerea treptată a regimului staționar de turație al motorului.

În funcție de valorile componentelor externe, tensiunea  $v_{RT}$  are variația în timp din figura 8.60.a. Se observă că este vorba de o rampă de tensiune cu două pante de creștere de valori diferite (depinzând de componentele externe):

$$\tau_1 = 4 \text{ V/s},$$

$$\tau_2 = 10 \text{ mV/s}.$$

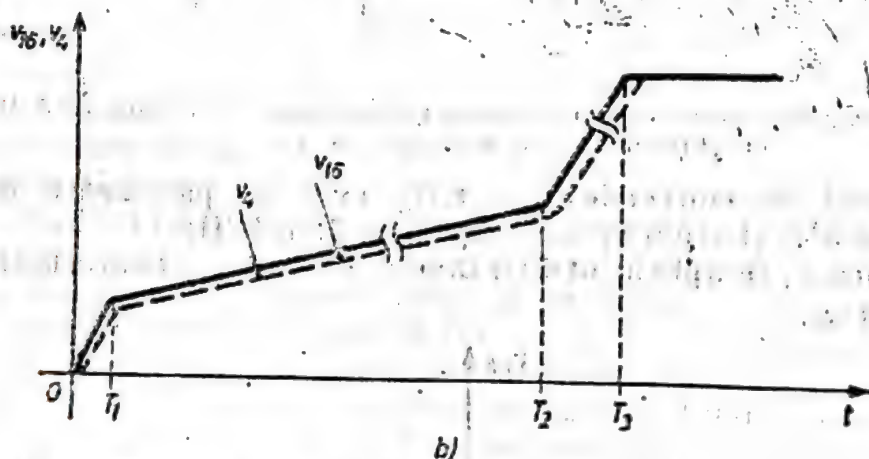
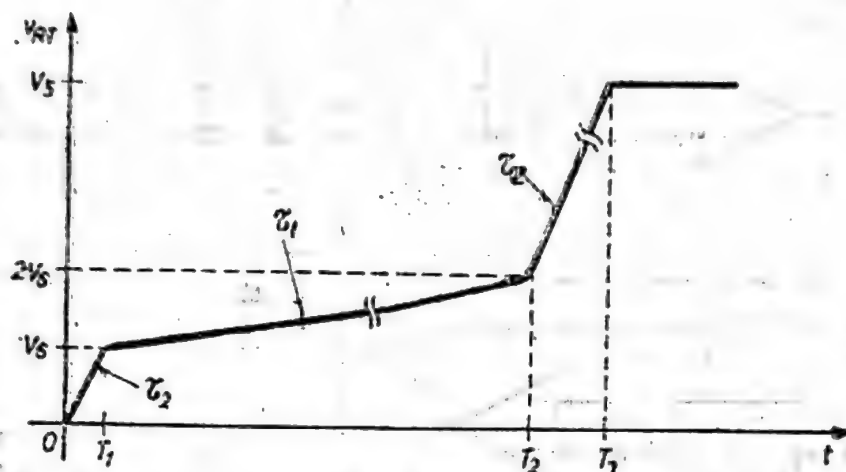


Fig. 8.60. Formele de undă caracteristice funcționării blocului rampă de temporizare din circuitul TDA 1085, pentru un cuplu nul de frinare al motorului de c.a.

De asemenea, momentele de timp la care au loc schimbările de pantă de creștere au valorile:

$$T_1 = 0,3 \text{ s},$$

$$T_2 = 10 \text{ s},$$

$$T_3 = 13 \text{ s}.$$

Pentru  $t > T_3$ , tensiunea în terminalul 7 rămâne fixă și egală cu valoarea tensiunii fixată din terminalul 5. Se consideră că s-a atins regimul sta-

ționar de turație și circuitul intră în regimul de stabilizare și control a turației ce va fi analizat ulterior.

În continuare se va descrie funcționarea circuitului în intervalul de timp  $0 \dots T_3$ .

Originea timpului pentru dependența  $v_{RT}(t)$  din figura 8.59 coincide cu momentul conectării circuitului integrat la rețeaua de c.a. În acest moment motorul nu este acționat și deci  $n_{rot} = 0$ , ceea ce implică  $v_4 = 0$ . Tensiunea  $v_{RT}$  începe să crească, indiferent de ceea ce se întâmplă în circuitul de sarcină al triacului. Această variație depinde în primă aproximație exclusiv, de grupul de componente externe  $R'_{14}$ ,  $R'_{15}$ ,  $R'_{16}$ ,  $R'_7$ . Deoarece tensiunea  $v_{RT}$  se aplică pe intrarea neinversoare a amplificatorului de transconductanță  $A_1$ , curentul  $i_{16}$  crește conform relației:

$$i_{16} = a_1 (v_{RT} - v_4) \quad (8.39)$$

Grupul de componente externe din terminalul 16 transformă variația curentului  $i_{16}$  într-o variație de tensiune  $v_{16}$  care îndeplinește funcția tensiunii  $v_s$  din modul de funcționare descris anterior. Deci  $v_{16}$  este tensiunea care comandă faza  $\varphi$  a unghiului de aprindere generat.

Dacă  $i_{16} = 0$ , deci  $v_{RT} = v_4$  (conform cu relația 8.39), rezultă  $v_{16} = \text{const.}$  și deci unghiul  $\varphi$  de conducție al triacului rămâne constant. În consecință puterea disipată pe motor este constantă și turația este menținută constantă. Dar acest moment nu poate apare înainte de  $T_3$  (figura 8.60), deoarece pînă la acest moment  $v_{RT}$  variază continuu. Tensiunea  $v_{16}$  urmărește variația lui  $i_{16}$  iar acest curent urmărește variația lui  $v_{RT}$ . Într-adevăr, creșterea lui  $v_{RT}$ , impusă din exterior prin componente externe, produce conform relației 8.39, următorul lanț de implicații (vezi figurile 8.56.b, 8.59.d):

$$v_{RT} \uparrow \rightarrow i_{16} \uparrow \rightarrow v_{16} \uparrow \rightarrow \varphi \uparrow \rightarrow n_{rot} \uparrow \rightarrow v_4 \uparrow \quad (8.40).$$

Deci variația  $v_{RT}$  este „copiată” de variația de turație a motorului  $n_{rot}$ . În figura 8.60.b sînt reprezentate variațiile  $v_{16}(t)$  — cu linie continuă și  $v_4(t)$  — cu linie întreruptă. Într-adevăr tensiunea  $v_4(t)$  este rezultatul variației  $n_{rot}(t)$  prin intermediul  $f/V$ .

Trebuie acum să facem deosebirea între  $n_{rot}$  propus motorului prin intermediul unghiului de fază  $\varphi$  conform celor discutate mai sus și  $n_{rot}$  real al motorului care lucrează cu cupluri de frînare variabile în timp. Tensiunea  $v_4$  este rezultatul conversiei  $f/V$  a turației reale a motorului. Variația cu linie punctată a lui  $v_4$  din figura 8.60.b corespunde situației ideale cînd motorul răspunde suficient de rapid la variația de rotație propusă prin  $v_{RT}$  (respectiv  $v_{16}$ ). Dacă, însă, cuplul de frînare al motorului este mare, atunci turația sa poate să varieze mult mai lent decît cea propusă. Deoarece  $v_{RT}$  variază independent de turația motorului, ar însemna conform relației (8.39) (în care  $v_{RT}$  crește și  $v_4 = \text{const.}$ ) că  $i_{16}$  și deci  $v_{16}$  ar crește, ducînd la creșterea în continuare a unghiului de conducție  $\varphi$  și deci a puterii disipate pe motor deși acesta nu poate să-și mai crească turația (datorită unui cuplu mare de frînare). Acest lucru este evitat prin intrarea în funcționare a amplificatorului  $A_2$  (vezi schema bloc parțială din figura 8.58).

Se observă că dioda internă  $D_0$ , introduce o tensiune de offset de maximum un  $V_{BE}$  între  $v_4$  și  $v_{RT}$ . Dacă diferența dintre  $v_{RT}$  și  $v_4$  este mai mare



decît un  $V_{BE}$  atunci amplificatorul  $A_2$  intervine asupra generatorului de rampă temporizată și oprește creșterea în continuare a lui  $v_{RT}$ , păstrînd diferența dintre  $v_{RT}$  și  $v_4$  la maximum 0,6 V. Această diferență reprezintă prin intermediul relației (8.39) o valoare constantă pentru  $i_{16}$  și  $v_{16}$  deci și pentru unghiul de conducție  $\varphi$ . Se realizează astfel o supracomandă

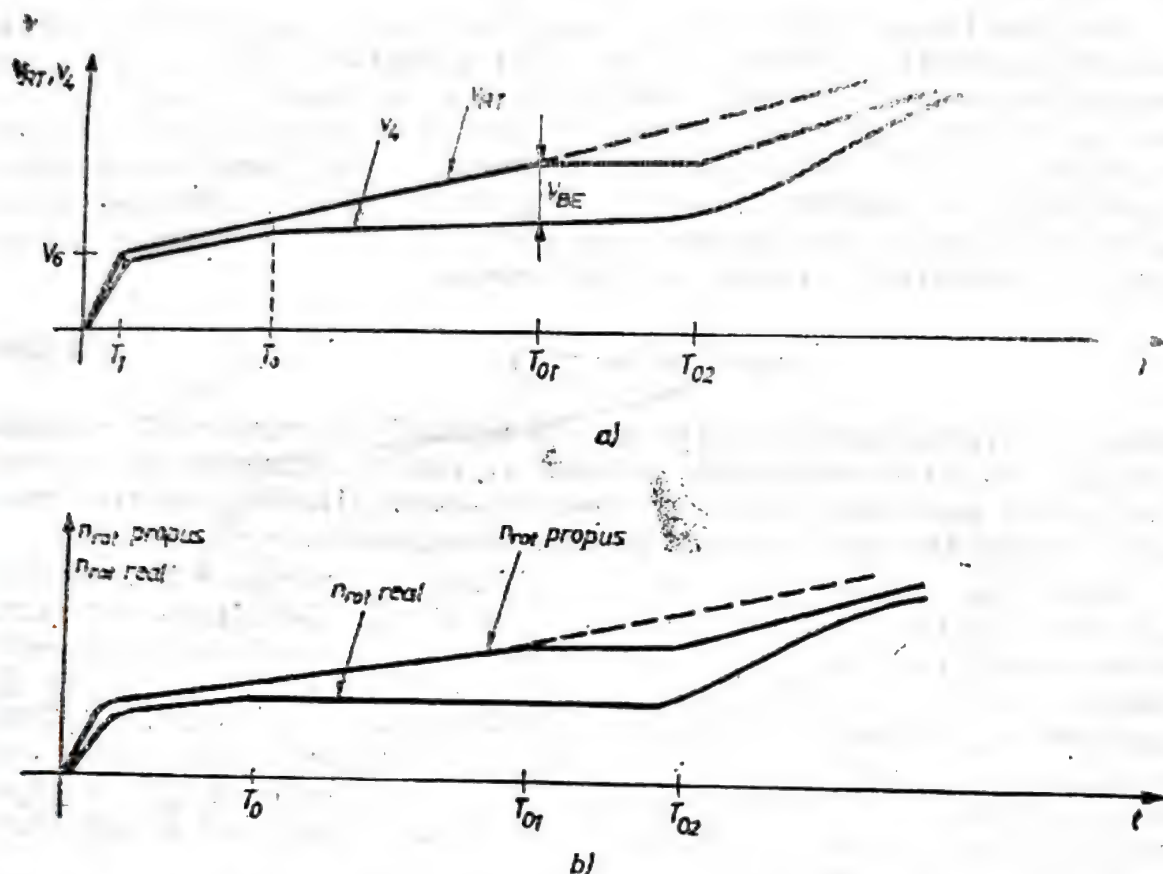


Fig. 8.61. Formele de undă caracteristice funcționării blocului rampă de temporizare din circuitul TDA 1085, în cazul existenței unui cuplu de frînare al motorului.

moderată a motorului. Dacă motorul reușește să învingă cuplul de frînare și să-și crească turația conform valorii propuse, atunci aceasta se „simte” imediat în valoarea lui  $v_4$  și amplificatorul  $A_2$  iese din funcție deoarece diferența  $v_{RT} - v_4$  s-a micșorat sub valoarea de 0,6 V. Rampa temporizatoare  $v_{RT}$  își reia creșterea cu aceeași pantă ca înainte de întrerupere, provocînd o variație identică și pentru  $v_4$  conform șirului de implicații din (8.40). Se asigură astfel, din nou „urmărirea” tensiunii  $v_{RT}$  de către  $v_4$ . Aceasta înseamnă că motorul tinde către turația de regim staționar conform temporizării propuse (situația descrisă mai sus se poate urmări în figura 8.61). Se observă că la momentul  $T_0$ ,  $n_{rot real}$  nu mai coincide cu  $n_{rot propus}$ . Atîta timp cît diferența celor două turații conduce la o diferență între  $v_{RT}$  și  $v_4$  mai mică decît 0,6 V,  $n_{rot propus}$  continuă să varieze conform programării inițiale. La momentul  $T_{01}$ , cînd diferența între cele două tensiuni a atins 0,6 V, creșterea lui  $n_{rot propus}$  încetează, fixîndu-se la valoarea pe care o avea la momentul  $T_{01}$ . La momentul  $T_{02}$  cînd  $n_{rot real}$  începe să crească,  $v_{RT}$  și  $n_{rot propus}$  își reiau variațiile programate. Deși am reprezentat această anomalie pentru domeniul de timp  $T_1 - T_2$  (figura 8.60.a) ea poate să apară și în celelalte intervale de timp,

0— $T_1$  sau  $T_2$ — $T_3$ . Acțiunea amplificatorului  $A_2$  este aceeași și comportarea circuitului este identică cu cea descrisă anterior.

Este posibil să apară și o altă anomalie legată de „urmărirea” dintre cele două tensiuni  $v_{RT}$  și  $v_4$  care garantează un regim normal de pornire al motorului. Dacă din diverse motive, turația motorului crește peste valoarea propusă, atunci, conform cu (8.39),  $i_{16} < 0$  și tensiunea  $v_{16}$  scade

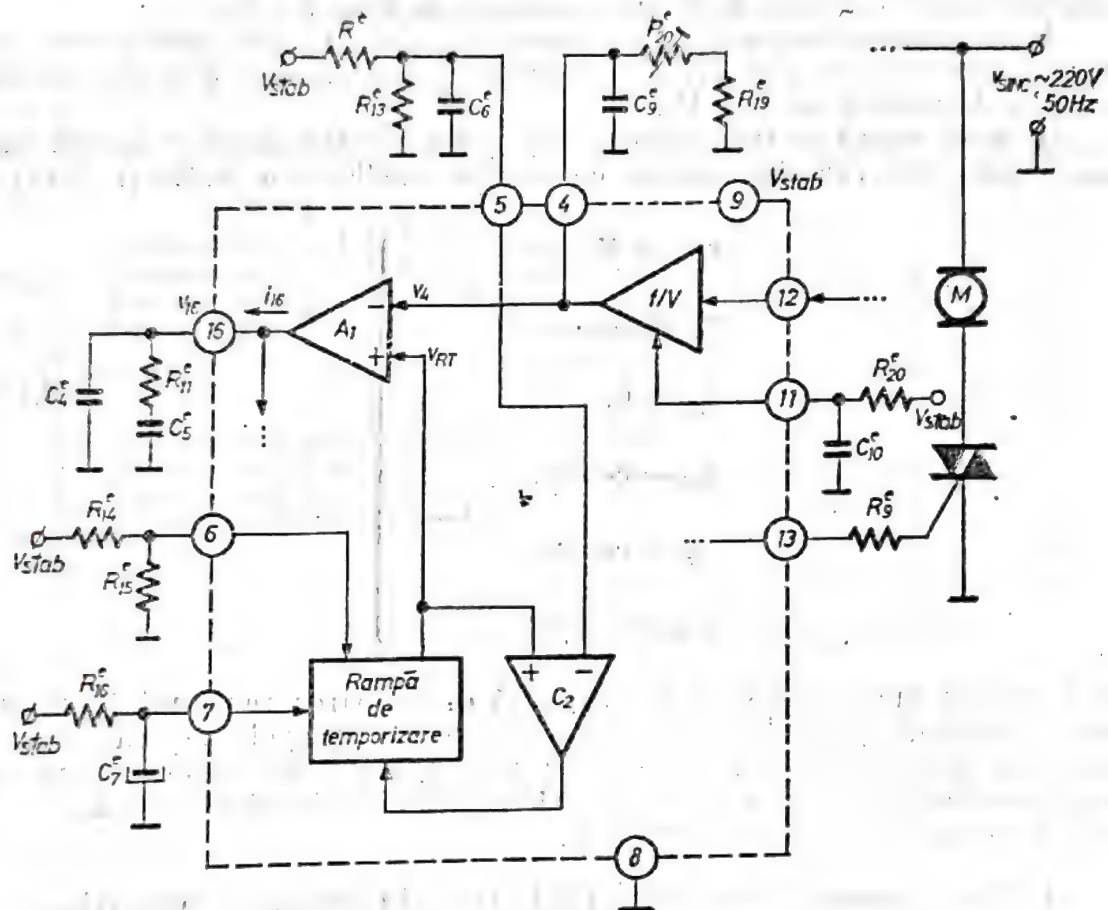


Fig. 8.62. Schema bloc parțială, pentru funcționarea circuitului TDA 1085 în regim de stabilizare a turației motorului de c.a.

ducând la micșorarea unghiului de conducție  $\varphi$  și deci a puterii disipate pe motor. Ca urmare turația acestuia ar trebui să scadă.

Această situație este controlată de amplificatorul  $A_1$  (figura 8.58). Dacă totuși, turația motorului crește în continuare, intră în funcțiune protecția la supraturație (care va fi tratată în continuare).

3. Funcționarea circuitului TDA 1085 în regim de stabilizare a turației motorului.]

Schema bloc parțială — extrasă din schema bloc completă (figura 8.54) — responsabilă de acest mod de funcționare este prezentată în figura 8.62.



Revenind la figura 8.60.a, se constată că după momentul de timp  $T_3$ , rampa temporizată  $v_{RT}$  nu mai variază și rămâne constantă la valoarea tensiunii din terminalul 5,  $V_5$ . Această oprire a variației rampei  $v_{RT}$  este realizată de comparatorul  $C_2$  din figura 8.62. Dacă tensiunea  $v_{RT}$  care se aplică pe intrarea sa neinversoare tinde să depășească valoarea programată din terminalul 5 aplicată pe intrarea inversoare, atunci comparatorul  $C_2$  acționează asupra blocului rampei de temporizare oprind creșterea lui  $v_{RT}$  peste valoarea lui  $V_5$ . Scăderea lui  $v_{RT}$  sub valoarea  $V_5$  nu este posibilă deoarece în acest caz ieșirea lui  $C_2$  n-ar mai inhiba creșterea lui  $v_{RT}$  și aceasta ar varia în continuare cu panta  $\tau_2$  (vezi figura 8.60.a) pe care o avea imediat după momentul  $T_3$ . În acest mod se realizează menținerea tensiunii  $v_{RT}$  la valoarea  $V_5$  la orice moment de timp  $t > T_3$ .

Aceasta este situația de funcționare în regim de stabilizare a turației la o valoare propusă prin divizorul rezistiv din terminalul 5 ce determină o anumită valoare pentru  $V_5$ .

În acest regim de funcționare, după ce  $n_{rot \text{ real}}$  a atins valoarea lui  $n_{rot \text{ propus}}$ , sînt valabile relațiile ce rezultă imediat din (8.39) și (8.40):

$$\left. \begin{aligned} v_{RT} &= V_5, \\ v_4 &= v_{RT}, \\ i_{16} &= 0, \\ v_{16} &= \text{const.}, \\ \varphi &= \text{const.}, \\ n_{rot} &= \text{const.} \end{aligned} \right\} \quad (8.41)$$

Deci turația motorului este determinată de valoarea tensiunii  $V_5$  fixată de divizorul  $R_{12}$  și  $R_{13}$ . Acțiunea de stabilizare a turației este realizată de comparatorul  $C_2$  (care menține  $v_{RT}$  egală cu  $V_5$ ) și de amplificatorul  $A_1$  (care menține  $v_4$  egală cu  $v_{RT}$  deci cu  $V_5$ ) conform celor discutate anterior, prin intermediul convertorului  $f/V$ .

#### 4. Funcționarea circuitului TDA 1085 în regim de protecție.

Blocurile electrice implicate în acest regim de funcționare sînt prezentate în figura 8.63.

Circuitul sesizează prin cele șase blocuri de protecție condițiile improprii funcționării.

Cu excepția blocului de protecție la scurtcircuit și a blocului de protecție la supracomandă în toate celelalte patru cazuri, intrarea în funcționare a protecțiilor are două efecte (figura 8.54):

- anularea tensiunii rampei temporizate,  $v_{RT}$ , prin intermediul blocului resetare turație;
- anularea variației rampei de sincronizare  $v_{RS}$ , prin fixarea valorii  $v_{RS}$  la limita ei superioară ( $\approx 13 \text{ V}$ ).

Blocul de protecție la scurtcircuit nu are ca efect decît anularea lui  $v_{RT}$ , lăsînd rampa de sincronizare,  $v_{RS}$ , să funcționeze normal.

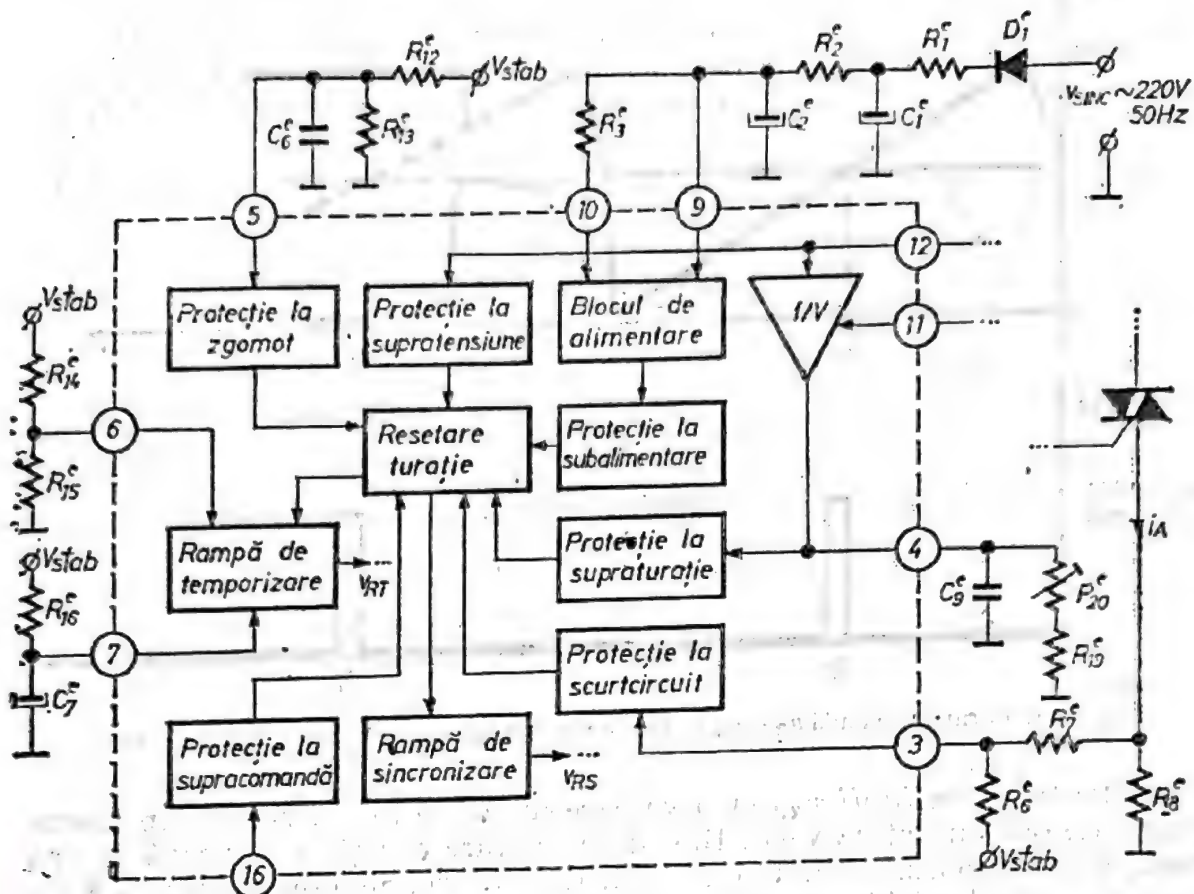


Fig. 8.63. Schema bloc parțială a circuitului TDA 1085, pentru funcționarea în regim de protecție.

Acțiunea blocului de *protecție la supracomanda unghiului de conducție*, care poate să apară în terminalul 16, printr-o tensiune  $v_{16}$  mai mare ca o tensiune de prag  $V_M$  (figura 8.46) intern fixată, se manifestă printr-o acțiune directă asupra triggerului care blochează generarea impulsului de aprindere. Nu se acționează asupra celor două rampe de tensiune.

În celelalte patru cazuri, acțiunea combinată a celor două rampe de tensiune duce la oprirea generării impulsului de aprindere deoarece anularea lui  $v_{RT}$  duce la scăderea rapidă a lui  $v_{16}$  iar fixarea rampei  $v_{RS}$  la nivelul maxim superior, face imposibilă coincidența celor două tensiuni absolut necesară generării impulsului de aprindere (vezi figura 8.56.b). În figura 8.64 se reprezintă situația descrisă mai sus.

La momentul  $t_1$  al apariției avariei,  $v_{16}$  devine nul iar  $v_{RS}$  se fixează la  $\approx 13$  V, inhibind acțiunea comparatorului  $C_1$  (figura 8.54). Ca urmare, impulsul  $I_{CT}$  care ar fi trebuit să apară la momentul  $t_2$  nu mai este generat. După dispariția avariei, rampa  $v_{RS}$  se restabilește imediat dar rampa  $v_{RT}$  intră în regimul de pornire lentă, după cum se arată în continuare. Resetarea lui  $v_{RT}$  are loc indiferent de modul de funcționare al circuitului (pornire, stabilizare etc.).

Funcționarea în regim de protecție nu trebuie înțeleasă ca o funcționare separată de celelalte regimuri de lucru descrise mai sus.

Blocurile de protecții sînt active în toate modurile de lucru anterioare, în sensul că sînt gata să intervină în cazurile în care se constată condiții improprii de funcționare normală (ce vor fi comentate în continuare).



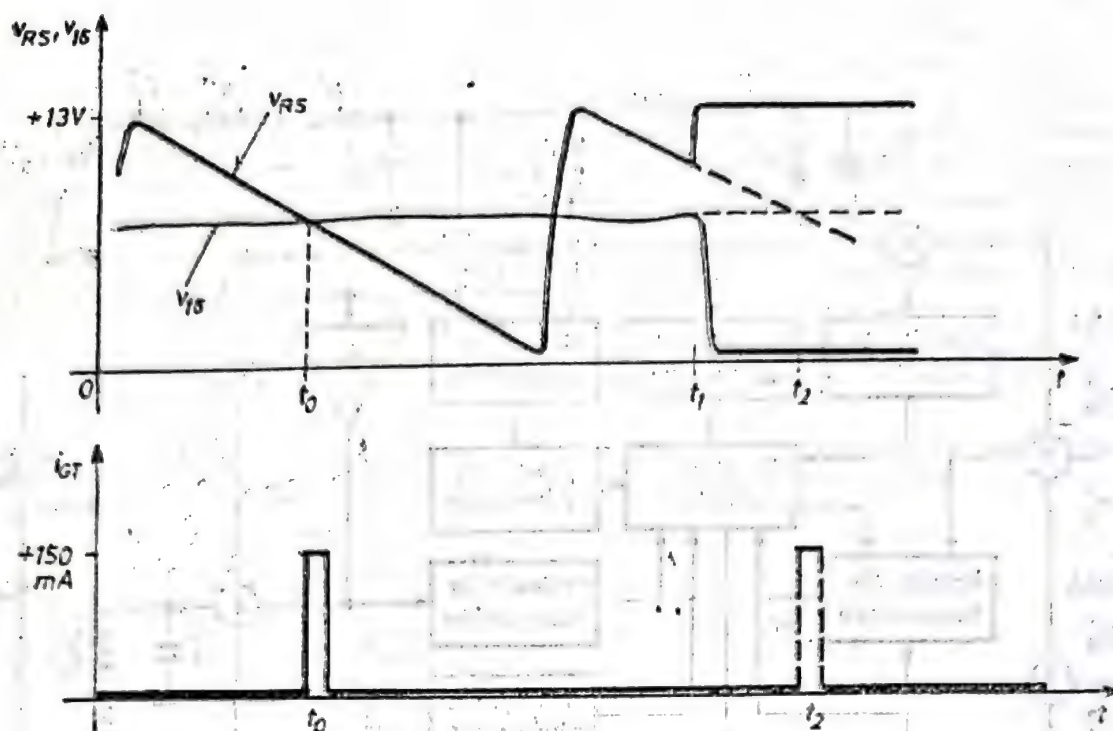


Fig. 8.64. Formele de undă  $v_{RS}$ ,  $v_{16}$  și  $i_{GT}$  în regim de protecție (circuitul TDA 1036).

Resetarea tensiunii  $v_{RT}$  la o valoare nulă are loc într-un timp foarte scurt (de ordinul câtorva  $\mu s$ ). Blocul de resetare turatie acționează asupra rampei de temporizare ca un circuit de declanșare. Se observă (figura 8.63) că între cele două blocuri nu există o buclă de reacție care să regleze fin tensiunea  $v_{RT}$  la o valoare stabilă așa cum există de exemplu între rampa de temporizare și amplificatorul  $A_2$  (figura 8.58) sau între rampa de temporizare și comparatorul  $C_2$  (figura 8.62).

Conform relației (8.39), anularea tensiunii  $v_{RT}$ , indiferent de valoarea tensiunii  $v_4$  (deci a turatiei motorului), conduce la o valoare negativă pentru  $i_{16}$  și deci la scăderea la zero a tensiunii  $v_{16}$  (figura 8.58 sau 8.62). Aceasta produce prin intermediul comparatorului  $C_1$  și al etajului trigger (figura 8.54) o anulare a unghiului de conducție  $\varphi$  deci oprirea generării în continuare a impulsurilor de aprindere. În figura 8.56.b, această situație corespunde scăderii la zero a tensiunii  $v_4$  (identică cu  $v_{16}$ ).

Atita timp cit se menține cauza care a generat acțiunea unuia din blocurile de protecție situația descrisă mai sus rămâne neschimbată ( $v_{RT} = 0$ ,  $v_{16} = 0$ ,  $\varphi = 0$ ,  $i_{GT} = 0$ ).

Dacă „accidentul” dispăre și toate blocurile de protecție sint inhi-bate, *reluarea funcționării circuitului începe obligatoriu cu funcționarea în regim de pornire lentă*. Aceasta înseamnă că tensiunea  $v_{RT}$  nu trece brusc la valoarea pe care o avea înaintea momentului de avarie ci urmează variația din figura 8.60.a ca și cum circuitul ar fi fost conectat la rețea imediat după dispariția avariei.

Această funcționare poate fi urmărită în figura 8.65.a, unde s-a pre-supus că avaria a apărut în timpul regimului de pornire la momentul  $t_0 \in (T_1, T_3)$  și a durat pînă în momentul  $t_1$ . În figura 8.65.b se poate urmări variația corespunzătoare a unghiului de aprindere, deci a turatiei *propuse*

pentru motor. Trebuie remarcat că toată această funcționare are loc fără nici o intervenție din exteriorul schemei de aplicație. Ea este dictată exclusiv de circuit.

Deoarece *turația reală* a motorului, imediat după avarie (momentul  $t_0$ ), nu poate să se anuleze brusc (datorită inerției mecanice); este posibil ca ea să fie nenulă în momentul în care avaria dispăre ( $t_1$ ). În acest caz, ea

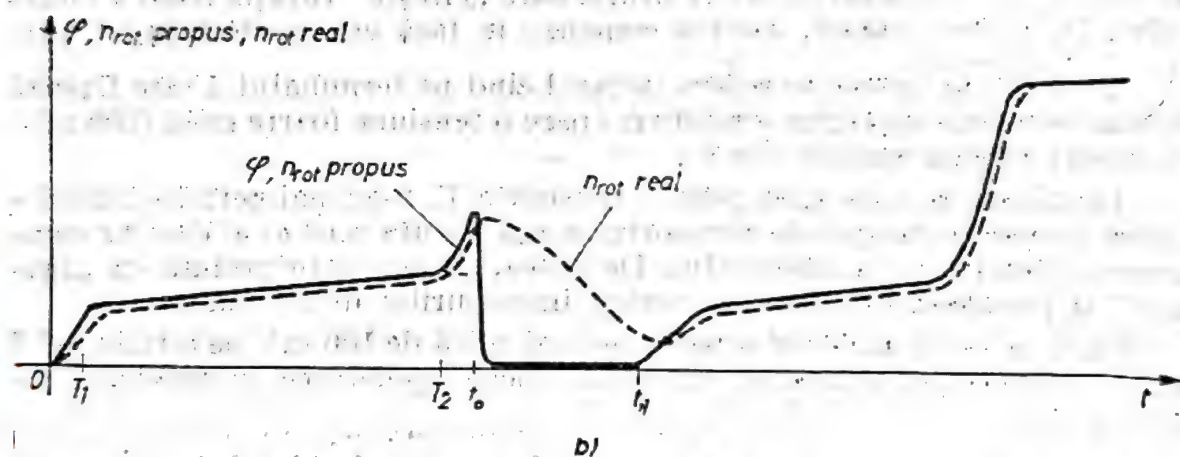
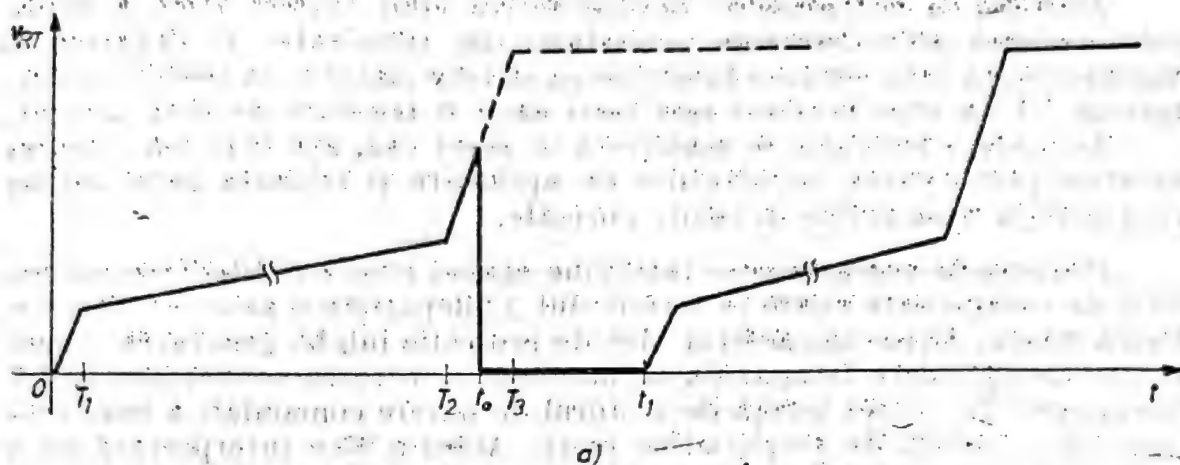


Fig. 8.65. Formele de undă caracteristice funcționării în regim de protecție a circuitului TDA 1085.

nu mai trebuie să scadă la zero. Cînd are loc coincidența valorii reale a turației (în scădere) cu aceea a valorii propuse (în creștere) se petrece două turații conform celor descrise în funcționarea în regim de pornire. Situația este reprezentată cu linie punctată în figura 8.65.b.

În continuare vom prezenta *situațiile în care intră în funcțiune blocurile de protecție*.

Trebuie precizat că blocul de resetare turație (figura 8.64) realizează o funcție logică *SAU* între acțiunile diverselor blocuri de protecție. Deci reluarea funcționării cu variația normală, începînd de la valoarea zero a tensiunii  $v_{RR}$  și începutul regimului de pornire lentă, are loc după ce au dispărut toate cauzele de avarie în caz că au fost mai multe.

*Protecția la subalimentare* are loc cînd tensiunea de intrare, filtrată, în terminalul 9 scade sub valoarea de aproximativ 18 V ceea ce face ca stabilizarea tensiunii de alimentare a circuitului,  $V_{stab} = 17$  V, să nu



mai fie asigurată. Deoarece multe din pragurile interne de tensiune se obțin direct din  $V_{stab}$ , funcționarea fără o tensiune stabilizată în terminalul 9 nu este sigură. Aceasta este rațiunea pentru care există blocul de protecție la subalimentare (figura 8.54 și figura 8.64).

*Protecția la supraturație* devine activă când turația reală a motorului sesizată prin frecvența semnalului din terminalul 12 depășește o valoare limită care conduce la obținerea în terminalul 4 (la ieșirea convertorului  $f/V$ ) a unei tensiuni mai mari decât o tensiune de prag internă.

Acțiunea circuitului se manifestă în acest caz, așa cum s-a discutat anterior prin oprirea impulsurilor de aprindere și reluarea generării lor când turația reală revine în limite normale.

*Protecția la supratensiune* intervine atunci când amplitudinea semnalului de turație care apare în terminalul 12 depășește o anumită valoare, fixată intern. Existența acestui bloc de protecție inhibă generarea impulsurilor de aprindere la apariția accidentală la intrarea convertorului  $f/V$  (terminalul 12) direct legată de motorul de putere comandat, a unei tensiuni de comandă de amplitudine mare. Aceasta este interpretată ca o avarie fie a motorului, fie a circuitului care „citește” turația reală a motorului. În ambele cazuri, oprirea comenzii în fază este perfect justificată.

*Protecția la zgomot* se referă la cazul când pe terminalul 5 care fixează viteza de rotație de regim staționar, apare o tensiune foarte mică (100 mV) în raport cu cele uzuale (10 V).

O valoare atât de mică pentru tensiunea  $V_e$  n-ar mai permite funcționarea corectă a rampei de temporizare  $v_{RT}$  (figura 8.60.a) și deci ar compromite funcționarea circuitului. De aceea, ea este interpretată ca „zgomot” și provoacă inhibarea generării impulsurilor de aprindere.

Ca și în cazul anterior o tensiune mai mică de 100 mV pe terminalul 5 se interpretează ca o avarie, circuitul blocând generarea impulsurilor de aprindere.

*Protecția la scurtcircuit* în circuitul anodic al triacului acționează atunci când se depășește o valoare limită fixată pentru  $i_A$ . Acest curent  $i_{Amax}$  se „citește” cu ajutorul unei rezistențe mici (de ordinul mΩ),  $R_s$  (figura 8.64). Tensiunea care apare în terminalul 3 poate declanșa resetarea turației, dacă se depășește un prag intern.

*Protecția la supracomandă.* Supracomanda unghiului de conducție se manifestă prin apariția pe terminalul 16 a unei tensiuni  $v_{16}$  mai mari decât o tensiune internă de prag  $V_M$  (vezi figura 8.70 și blocul trigger).

Aceasta poate să provină fie din aplicarea directă pe terminalul 16 a unei tensiuni externe mari (în modul de funcționare ca circuit de comandă prin fază cu bucla de reacție întreruptă fie prin dimensionarea eronată a grupului de componente externe de la ieșirea amplificatorului de transconductanță  $A_1$  (figura 8.54).

Acțiunea acestei protecții se manifestă prin scăderea tensiunii la intrarea neinversoare a comparatorului  $C_1$  și deci oprirea generării impulsului de aprindere.

Precizăm încă odată că acțiunea blocurilor de protecție conduce invariabil la oprirea generării impulsurilor de aprindere ale triacului  $Th$  pe toată durata menținerii avariei constatate, și reluarea funcționării nor-

male cu regimul de pornire lentă după înlăturarea avariei. Deci, circuitul TDA 1085 nu poate deconecta de la rețea nici motorul și nici triacul (ca măsură extremă de protecție).

## Blocurile electronice de interfațare cu utilizatorul

● *Blocul de alimentare stabilizată (terminalele 9, 10)*

Funcția îndeplinită de blocul de alimentare (figura 8.66) este de a transforma tensiunea redresată monoalternanță și filtrată de condensatoarele externe  $C_1^*$  și  $C_2^*$  de 1000  $\mu\text{F}/25\text{ V}$  într-o tensiune stabilizată.

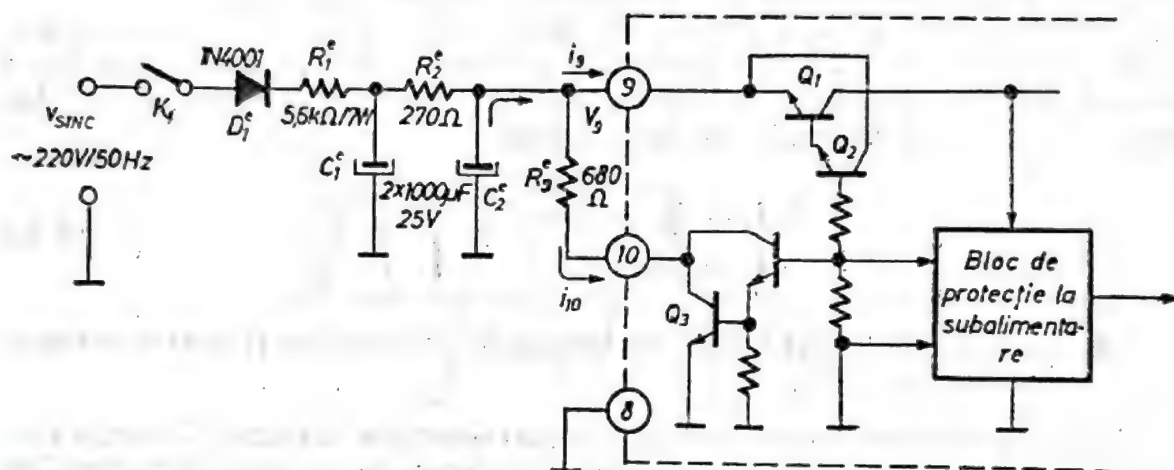


Fig. 8.66. Schema de conectare externă a blocului de alimentare stabilizată a circuitului TDA 1085.

de +17 V care alimentează întreg circuitul TDA 1085. Totodată această tensiune este folosită pentru obținerea unor tensiuni interne de prag și — cu ajutorul unor divizoare rezistive externe — a tensiunilor de comandă necesare pentru diverse terminale ale circuitului.

Dioda  $D_1$  realizează redresarea monoalternanță, grupul  $C_1, C_2, R_2$  constituie un filtru  $\pi$  de netezire iar rezistența de putere  $R_1$  joacă rolul unei rezistențe de balast care preia practic toată tensiunea rețelei de c.a.

Blocul de alimentare este un stabilizator de tensiune de tip paralel; tranzistoarele  $Q_1$ ,  $Q_2$  sînt conectate ca diode Zener de cîte 7,8 V fiecare iar  $Q_3$  este tranzistorul regulator paralel care preia prin  $R_3^e$  surplusul de curent furnizat circuitului de cître rețea.

Curentul  $i_9$  consumat de circuit prin terminalul 9 este de aproximativ 20 mA în lipsa impulsului de aprindere și de aproximativ 170 mA în timpul generării impulsului de aprindere (care durează circa 80  $\mu$ s). Curentul suplimentar de 150 mA necesar în momentul generării impulsului de aprindere  $i_{GT}$  nu poate proveni direct din rețeaua de c.a. datorită limitării produse de  $R_1'$  de 5,6 k $\Omega$ . Acest curent de aprindere este preluat din condensatorul  $C_2'$  pe durata mică a impulsului de comandă a triacului. Pentru ca tensiunea stabilizată în terminalul 9 să nu scadă semnificativ, valorile condensatoarelor  $C_1'$  și  $C_2'$  sînt relativ mari.



**Blocul de protecție la subalimentare**, legat direct de funcționarea blocului de alimentare stabilizată, sesizează faptul că tensiunea stabilizată  $V_0$  a scăzut sub 17 V și inhibă generarea impulsurilor  $i_{GT}$  conform celor discutate la prezentarea funcționării în regim de protecție.

Trebuie observat că este posibil ca pentru valorile tipice ale componentelor externe indicate în figura 8.66 circuitul, datorită diferitelor dispersii tehnologice, să nu intre în regim de alimentare stabilizată și ca urmare generarea impulsurilor de aprindere să fie inhibată de blocul de protecție. Această situație poate fi evitată prin modificarea valorii lui  $R_1'$  astfel încât să se asigure curentul  $i_0$  și tensiunea  $V_0$  necesare intrării în funcțiune a diodelor Zener reprezentate de  $Q_1$  și  $Q_2$ . Nu se recomandă folosirea unei valori  $R_1'$  în afara intervalului 3,9...6,7 k $\Omega$ .

O valoare prea mică pentru  $R_1'$  solicită puternic tranzistorul paralel  $Q_3$  care trebuie să preia surplusul de curent furnizat de rețea iar o valoare prea mare pentru  $R_1'$  nu asigură intrarea în funcțiune a diodelor Zener. În condiții normale de funcționare :

$$\left. \begin{aligned} i_9 + i_{10} &= 40 \text{ mA}, \\ i_9 &= 20 \text{ mA}. \end{aligned} \right\} \quad (8.42)$$

• *Detectoarele de nul pentru tensiunea de sincronizare și pentru curentul anodic (terminalele 1, 2).*

Deși din punctul de vedere al schemei electrice interne, blocurile sînt identice, se deosebesc însă fundamental în ceea ce privește acțiunea lor asupra logicii de condiționare și generare a impulsului de aprindere.

În figura 8.67 sînt prezentate componentele externe necesare funcționării acestor blocuri electrice.

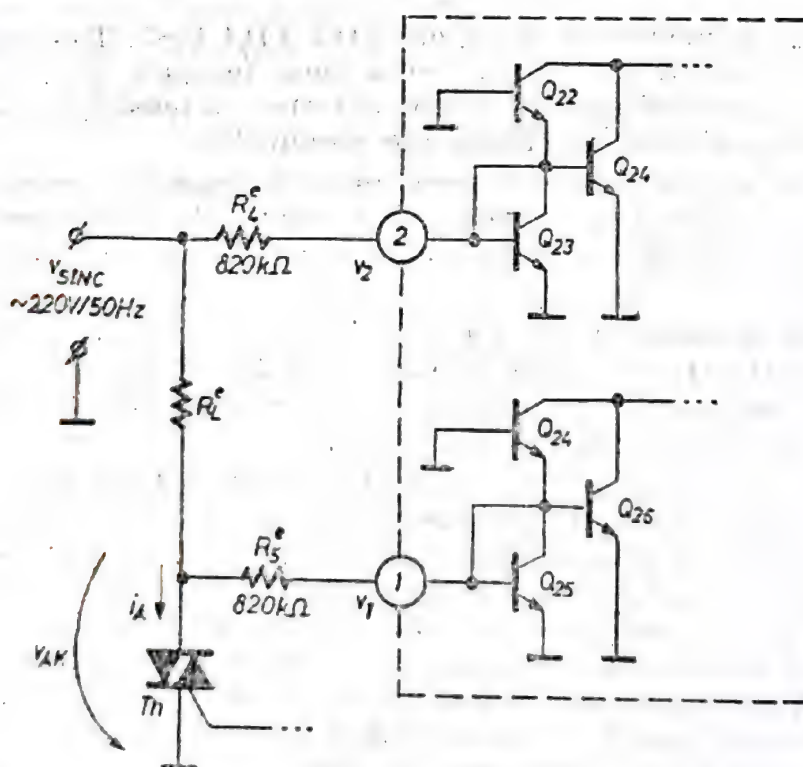


Fig. 8.67. Schema de conectare externă a blocurilor detectoarelor de nul ale circuitului TDA 1085.

La terminalul 2 se află conectat detectorul de nul al tensiunii de sincronizare iar la terminalul 1 se află conectat detectorul de nul al curentului anodic al triacului  $Th$ . Rezistențele externe, necritice,  $R_4^e$  și  $R_5^e$ , de câte 820 k $\Omega$  fiecare, au rolul de a asigura curenții de bază necesari deschiderii tranzistoarelor  $Q_{22}$ ,  $Q_{23}$  sau  $Q_{24}$ ,  $Q_{25}$ . Modul de conectare a tranzistoarelor  $Q_{22} \div Q_{25}$  determină în terminalele 1 și 2 două forme de undă aproximativ dreptunghiulare limitate în amplitudine la  $\pm V_{BE}$  și decalate sau nu pe axa timpului în funcție de caracterul inductiv al sarcinii  $R_L$ . Aceasta determină întârzierea momentului anulării curentului anodic față de momentul anulării tensiunii anodice.

În figura 8.68 sînt reprezentate formele de undă  $v_{sync}$ ,  $v_2$ ,  $i_A$ ,  $v_1$  caracteristice funcționării corecte a celor două blocuri electrice. Se observă că atunci cînd  $i_A = 0$ , pe  $R_L^e$  nu există cădere de tensiune și practic terminalul 1

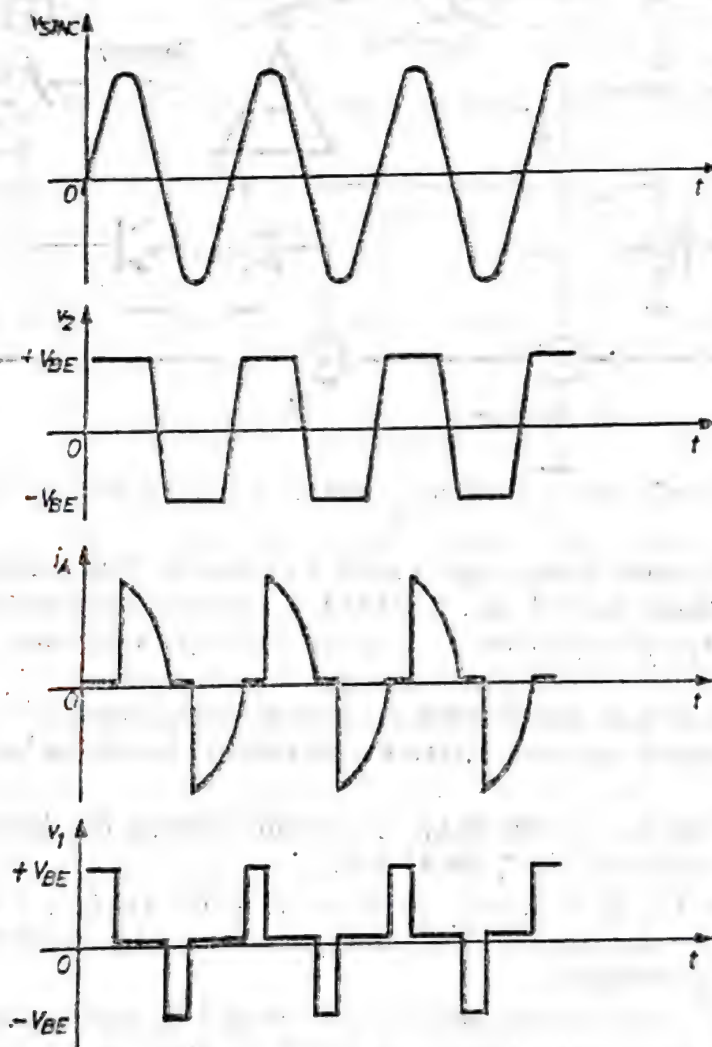


Fig 8.68. Formele de undă caracteristice detectoarelor de nul (circuitul TDA 1085)

este conectat ca și terminalul 2 la tensiunea de sincronizare. Cînd  $i_A \neq 0$ , triacul este deschis și tensiunea mică  $v_{AK}$  ( $= 2$  V) nu permite furnizarea prin rezistența  $R_5^e$  de 820 k $\Omega$  a curentului necesar deschiderii lui  $Q_{25}$ .



● Blocul rampă de sincronizare (terminalele 14, 15, 16).

Semnalul rampă de sincronizare,  $V_{RS}$ , este necesar oricărui circuit de comandă în fază a aprinderii triacelor/tiristoarelor. Rampa  $v_{RS}$  este o rampă descrescătoare, declanșată de detectorul de nul al tensiunii de

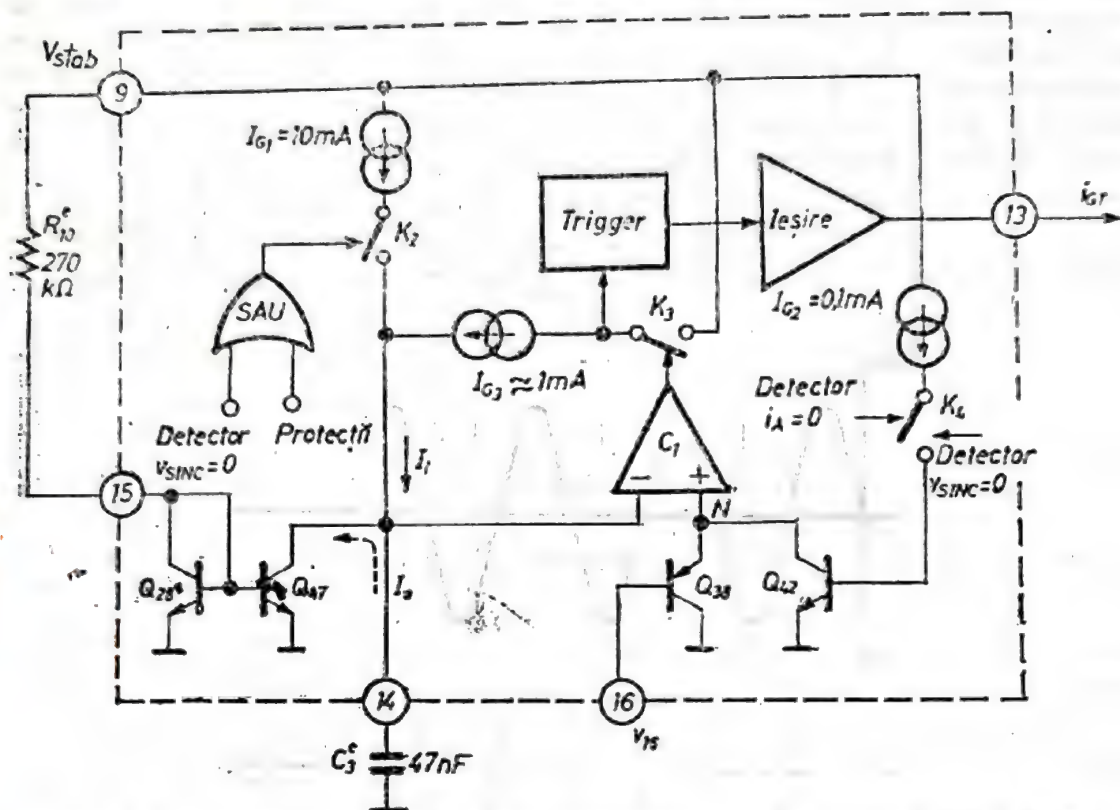


Fig. 8.69. Schema electrică a rampei sincronizate  $v_{RS}$  din circuitul TDA 1085.

sincronizare la fiecare trecere prin zero a acesteia. Vom analiza în cele ce urmează nu numai modul de generare a rampei sincronizate  $v_{RS}$  ci și logica de generare și repetiție a impulsului de aprindere  $i_{GT}$ , caracteristică specifică circuitului TDA 1085.

În figura 8.69 este prezentată schema electrică simplificată a blocului rampei sincronizate  $v_{RS}$  care apare ca semnal de tensiune la terminalul 14 al circuitului.

Funcționarea întregului etaj este condiționată de două componente externe :  $R_{10}'$  de 270 kΩ și  $C_3'$  de 47 nF.

Rezistența  $R_{10}'$  determină, prin oglinda de curent formată de  $Q_{28}$  și  $Q_{47}$ , curentul de descărcare  $I_0$  al condensatorului  $C_3'$  între două impulsuri de declanșare a rampei.

Deoarece acestea sosesc, pentru un semnal de sincronizare de 50 Hz, la un interval de 10 ms, produsul  $R_{10}'C_3'$  trebuie să fie egal cu 10 ms. Dacă circuitul se sincronizează cu un semnal  $v_{SINC}$  cu o altă frecvență  $f_{SINC}$ , atunci este necesar ca :

$$R_{10}'C_3' = \frac{1}{2f_{SINC}} \quad (8.43)$$

Funcționarea acestui bloc electric se bazează pe acțiunea combinată a comutatoarelor  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$  conform logicii descrise în continuare. La fiecare trecere prin zero a tensiunii de sincronizare  $v_{SINC}$ , detectorul de tensiune de sincronizare nulă închide  $K_2$  activând generatorul  $I_{C1}$  de 10 mA, care încarcă rapid capacitatea  $C_3^c$  cu un curent constant  $I_1 = I_{C1}$ .

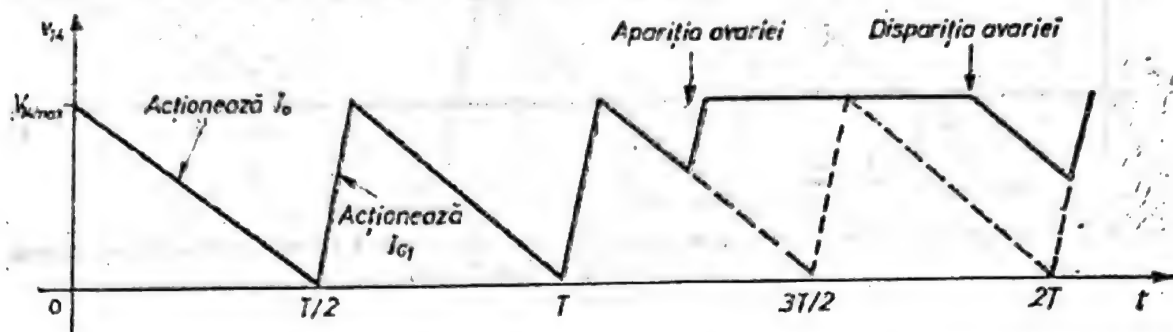


Fig. 8.70. Rampa de sincronizare  $v_{RS}$  în prezența acțiunii protecțiilor (circuitul TDA 1085).

la o tensiune maximă  $V_{14max} = 13$  V. Asupra lui  $K_2$  (și deci asupra lui  $I_{C1}$ ) aceeași acțiune o are și activarea vreuneia din protecții. Diferența dintre cele două comenzi asupra lui  $K_2$  (realizate printr-un circuit SAU) este că aceea datorată tensiunii de sincronizare durează doar în intervalul de timp de trecere prin zero a acesteia ( $= 0,5$  ms) în timp ce comanda produsă de acțiunea protecțiilor durează atâta vreme cît se menține avaria ce a declanșat-o.

În figura 8.70 este prezentată forma de undă  $v_{14}$  care exemplifică cele de mai sus.

În lipsa acțiunii protecțiilor și după ce rampa de sincronizare  $v_{RS}$  a fost declanșată,  $K_2$  (figura 8.69) s-a deschis. Din acest moment,  $C_3^c$  începe să se descarce lent cu un curent  $I_0$  fixat de  $R_{10}^c$ . Comparatorul  $C_1$  are la intrarea inversoare chiar rampa  $v_{RS}$ , iar la intrarea neinversoare (nodul N) prin intermediul bufferului  $Q_{38}$ , tensiunea  $v_{16}$  care este tensiunea de comandă a unghiului de fază a impulsului de aprindere  $i_{CT}$  (vezi figura 8.54). Cînd  $v_{RS}$  scade sub  $v_{16}$  atunci comparatorul  $C_1$  închide comutatorul  $K_3$  și activează  $I_{C3} \approx 1$  mA care încarcă pentru un timp scurt capacitatea  $C_3^c$  cu un curent constant  $I_1 = I_{C3}$  la o tensiune  $\Delta v_{14} \approx 300$  mV. Acesta este momentul generării impulsului de aprindere prin intermediul triggerului și etajului de ieșire. Faza lui, exprimată în unități de timp, după cum am precizat, este determinată de tensiunea  $v_{16}$ , conform relației

$$\varphi(t) = \frac{T}{2} \frac{v_{16}}{V_{14max}}, \quad (8.44)$$

unde  $T$  este perioada semnalului de sincronizare.

În figura 8.71 se reprezintă rampa de sincronizare  $v_{RS}$  în regim de generare a impulsurilor de aprindere  $i_{CT}$ . Intervalul de timp în care  $K_3$  este închis și  $I_{C3}$  este activat reprezintă durata  $t_p$  a impulsului de aprindere  $i_{CT}$ . Se observă că după ce  $K_3$  s-a deschis,  $C_3^c$  revine la regimul de descărcare la curentul constant  $I_0$ . Se observă din figura 8.71 că după deschiderea lui  $K_3$  și reluarea descărcării, semnalul  $v_{14}$ , descrescător, întîlnește iarăși nivelul tensiunii de comparație  $v_{16}$ . Evident, procesul



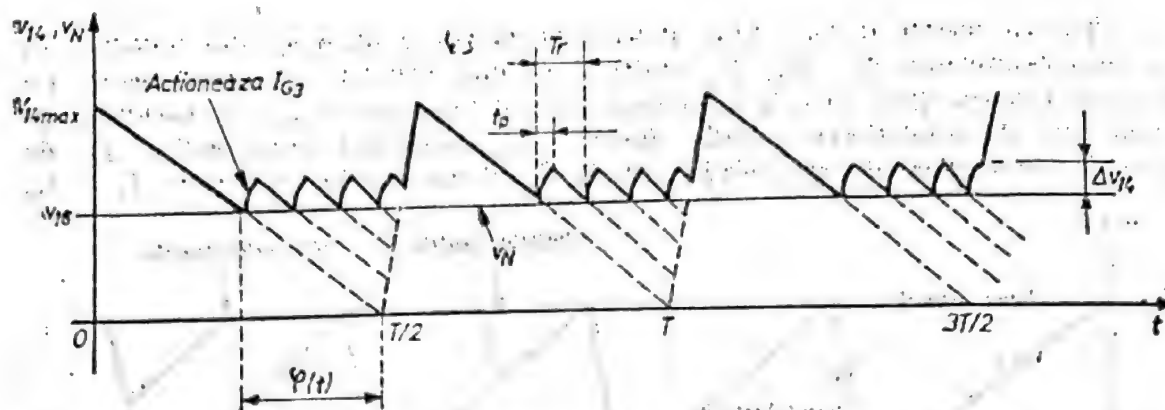


Fig. 8.71. Rampa de sincronizare  $v_{RS}$  în regim de generare repetată a impulsurilor de aprindere  $i_{GT}$  (circuitul TDA 1085).

descriș mai sus se reia și are loc o nouă generare a impulsului de aprindere  $i_{GT}$  (prin închiderea din nou a lui  $K_3$  etc.). Sîntem în situația în care pe intervalul unei semiperioade  $(0, T/2)$  se generează mai multe impulsuri de aprindere.

Acesta este *regimul de funcționare cu repetiția impulsului de aprindere*, caracteristic circuitului TDA 1085. Durata  $t_p$  și perioada de repetiție  $T$ , a impulsului de aprindere sînt fixate intern și nu pot fi modificate de componentele externe utilizate. Valorile tipice sînt

$$t_p = 80 \mu s,$$

$$T_r = 200 \mu s.$$

El apare numai în situația în care comutatorul  $K_4$  rămîne deschis și generatorul  $I_{G2} = 0,1 \text{ mA}$  rămîne neactivat (figura 8.69). Se observă că acest comutator  $K_4$  este închis de detectorul de nul al curentului anodic ( $i_A = 0$ ) care sesizează deschiderea sau nu a triacului în urma generării impulsului de aprindere. Dacă triacul nu se aprinde,  $K_4$  rămîne deschis și se generează un nou impuls  $i_{GT}$  etc. Dacă triacul se aprinde, atunci  $K_4$  se închide și generatorul  $I_{G2}$  activat, produce saturarea lui  $Q_{42}$  și aducerea la zero a tensiunii din nodul N (intrarea neinversoare a comparatorului  $C_1$ ) indiferent de valoarea tensiunii  $v_{16}$ . Coborîrea la zero a tensiunii în nodul N după generarea impulsului de aprindere semnifică aprinderea triacului. Rampa descrescătoare  $v_{14}$ , aplicată pe intrarea inversoare a lui  $C_1$ , poate continua nestingherită deoarece comparatorul  $C_1$  este blocat și comutatorul  $K_3$  rămîne deschis.

Aceasta este situația unei funcționări normale, cu un singur impuls de aprindere, generat pentru fiecare semiperioadă. Rampa  $v_{RS}$  în această situație este prezentată în figura 8.72. Se observă cum, după apariția impulsului de aprindere, în intervalul  $t_p$ , are loc aprinderea triacului și coborîrea la zero a tensiunii nodului N. Deoarece noua semialternanță trebuie să găsească din nou nivelul de comparație impus de  $v_{16}$  (pentru generarea următorului impuls de aprindere), comutatorul  $K_4$  trebuie dezactivat. Astfel tranzistorul  $Q_{42}$  se blochează și în nodul N reappare

tensiunea  $v_{16}$  pentru comparația cu  $v_{14}$ . Această funcție este realizată de detectorul de nul al tensiunii de sincronizare  $v_{SING} = 0$  care deschide pe  $K_4$  la fiecare trecere prin zero a tensiunii de sincronizare.

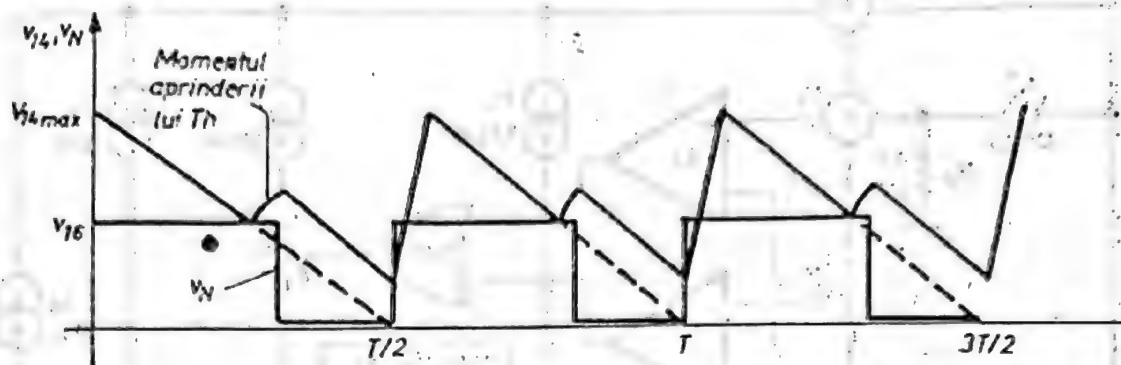


Fig. 8.72. Rampa de sincronizare  $v_{RS}$  cu generarea cîte unui impuls de aprindere pentru fiecare semiperioadă a tensiunii de sincronizare.

Încadrarea acestui bloc electric în funcționarea globală a circuitului se poate face cu ajutorul figurilor 8.56 și 8.57 comentate la prezentarea diferitelor moduri de lucru ale circuitului TDA 1085.

● *Rampa de temporizare (terminalele 5, 6, 7)*

Blocul electric al rampei de temporizare  $v_{RT}$ , intervine în funcționarea circuitului în două situații :

- în modul de funcționare cu pornire lentă a motorului de c.a.
- în modul de funcționare în regim de protecții.

Rolul rampei de temporizare este acela de a nu permite în momentul inițial al conectării la rețea a circuitului TDA 1085 (prin închiderea lui  $K_1$  din figura 8.66) sau după o întrerupere provocată de o avarie aplicarea unei tensiuni mari pe terminalul 16 al circuitului.

Aceasta ar conduce la o tensiune  $v_{16}$  mare și conform celor discutate anterior (vezi și relația 8.44) la un unghi mare de fază. Acestui unghi de fază ar trebui să-i corespundă o turație mare a motorului aflat însă în repaus. Este posibil ca motorul, datorită sarcinii mecanice mari, să nu-și poată realiza funcția.

Blocul de temporizare, care intră în funcțiune odată cu conectarea la rețea a circuitului TDA 1085, realizează creșterea lentă a unghiului de fază  $\varphi$  de la valoarea 0 la valoarea de regim staționar în cîteva zeci de secunde (perioada este programabilă prin componentele externe folosite).

Acțiunea blocului temporizator asupra tensiunii  $v_{16}$  nu este directă ci prin intermediul unui bloc intern  $A_1$  — amplificator de transconductanță (figura 8.54).

Prin intermediul blocului  $A_1$  precum și al convertorului  $f/V$  ce va fi comentat ulterior, se închide bucla de stabilizare a turației propusă prin tensiunea rampei sincronizate  $v_{RT}$  și sesizată prin tensiunea  $v_4$  de la ieșirea convertorului  $f/V$ . Cele două tensiuni  $v_{RT}$  și  $v_4$  reprezentînd turația propusă respectiv turația curentă a motorului, se aplică la intrările amplificatorului de transconductanță  $A_1$  (figura 8.54) determinînd tensiunea  $v_{16}$  de comandă a fazei unghiului de aprindere a triacului și deci a puterii disipate pe motor.

Schema electrică simplificată a rampei temporizate este dată în figura 8.73.



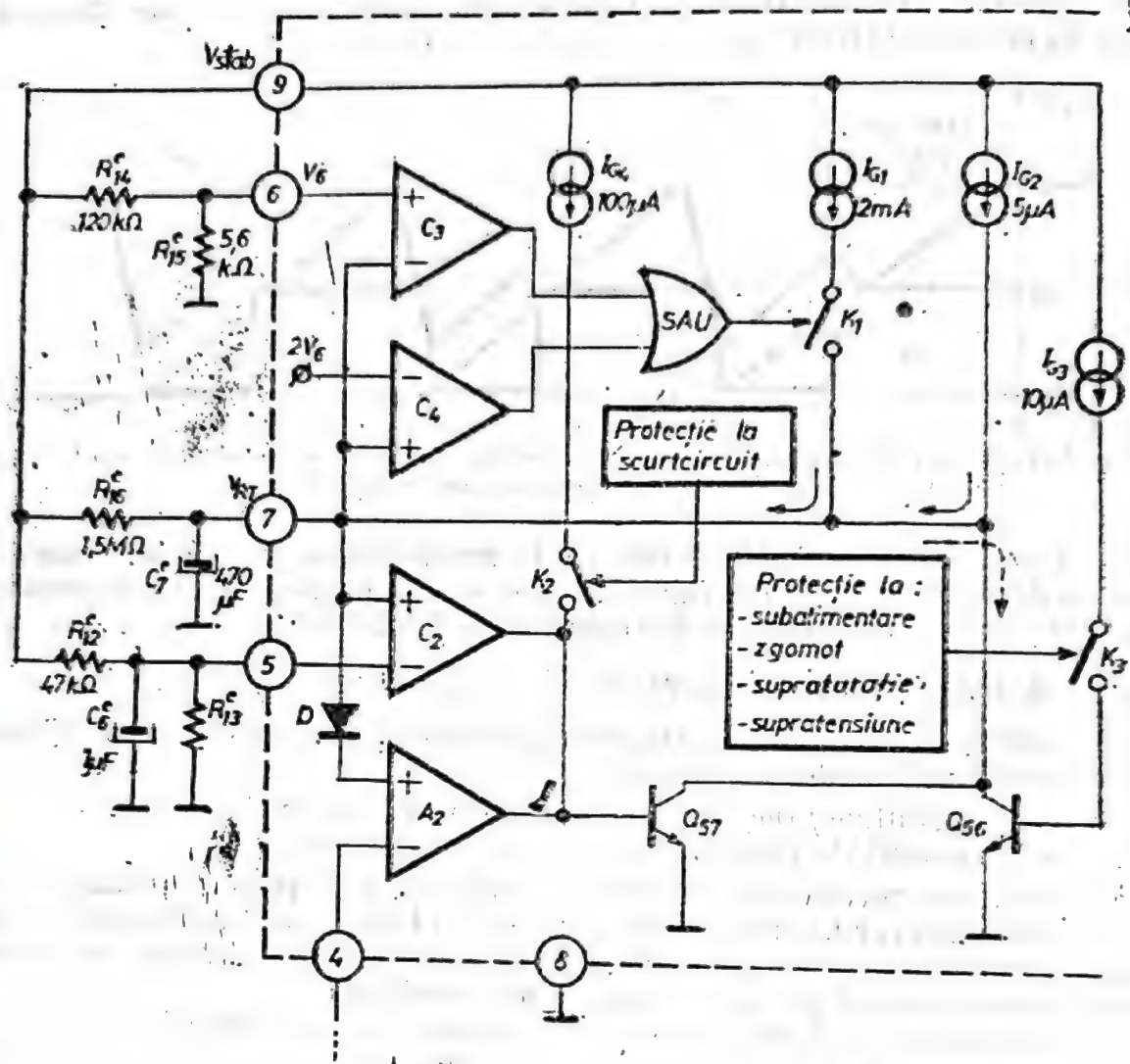


Fig. 8.73. Schema electrică a rampei de temporizare din circuitul TDA 1085.

Rolul principal în definirea rampei  $v_{RT}$  îl au generatoarele de curent  $I_{G1} = 2 \text{ mA}$  și  $I_{G2} = 5 \mu\text{A}$  și condensatorul  $C_7^c$  care se încarcă la curent constant când cu  $I_{G1}$  când cu  $I_{G2}$ .

Funcționarea acestui bloc electric care produce la terminalul 7 semnalul rampă temporizată  $v_{RT}$  este următoarea. Rezistențele externe  $R_{14}^c$  și  $R_{15}^c$  determină tensiunea  $v_6$ :

$$V_6 = \frac{R_{15}^c}{R_{14}^c + R_{15}^c} V_{stab} \quad (8.45)$$

Aceasta determină intern un prag de tensiune de  $2V_6$ . Comparatoarele  $C_3$  și  $C_4$  conectate la un circuit SAU închid comutatorul  $K_1$  când tensiunea  $v_7$  este mai mică decât  $v_6$  sau mai mare decât  $2V_6$ .

Închiderea lui  $K_1$  produce încărcarea lui  $C_7^c$  cu curentul constant  $I_{G1} = 2 \text{ mA}$ . Când  $v_7$  se află cuprins între  $V_6$  și  $2V_6$ ,  $K_1$  este deschis și  $C_7^c$  se încarcă lent cu un curent foarte mic  $I_{G2} = 5 \mu\text{A}$ .

Rezultă o variație în timp ca cea din figura 8.74 în care valorile de timp  $T_1$ ,  $T_2$  se determină cu relațiile :

$$T_1 = C_7^e \frac{V_6}{I_{G1}}, \quad (8.46)$$

$$T_2 = T_1 + C_7^e \frac{V_6}{I_{G2}}. \quad (8.47)$$

Schema bloc din figura 8.73 mai conține câteva elemente ce trebuie comentate. Comparatorul  $C_2$  nu permite tensiunii  $v_{RT}$  din terminalul 7 să depășească valoarea tensiunii  $v_5$  din terminalul 5, determinată de divizorul rezistiv  $R_{12}^e$ ,  $R_{13}^e$ . Această tensiune  $V_5$  fixează valoarea de regim staționar a turației propuse motorului de c.a. comandat.

Comparatorul  $C_2$  menține  $v_7$  egal cu  $V_5$  prin intermediul tranzistorului  $Q_{57}$  care poate să descarce pe  $C_7^e$  dacă  $v_7 > V_5$ . Revenind la figura 8.74 se poate spune că la momentul  $T_3$ , determinat cu relația

$$T_3 = T_2 + C_7^e \frac{V_5 - 2V_6}{I_{G1}}, \quad (8.48)$$

circuitul TDA 1085 trece din regimul de pornire lentă în regimul de stabilizare a turației motorului la turația propusă prin  $V_5$ . Într-adevăr, pentru  $t > T_3$ ,  $v_7 = V_5$  și la intrarea neînversoare a amplificatorului de transconductanță  $A_1$  (figura 8.54) se aplică tensiunea  $V_5$ . La ieșirea acestui amplificator (terminalul 16) se obține o tensiune constantă numai dacă la intrările amplificatorului tensiunile sînt egale adică  $v_4 = V_5$ . Deci în regim de stabilizare turația reală a motorului este egală cu cea propusă prin  $V_5$ .

Amplificatorul  $A_2$  din figura 8.73 are rolul de a nu permite o tensiune echivalentă de offset între terminalul 7 și 4 mai mare decît  $+0,65$  V. Dacă există această tentativă, atunci  $A_2$  (prin intermediul lui  $Q_{57}$ ) produce descărcarea lui  $C_7^e$  și deci scăderea lui  $v_7$ , adică întreruperea evoluției normale a rampei  $v_{RT}$  din figura 8.74. Rolul acestei protecții a fost prezentat odată cu regimul de pornire lentă (figura 8.61).

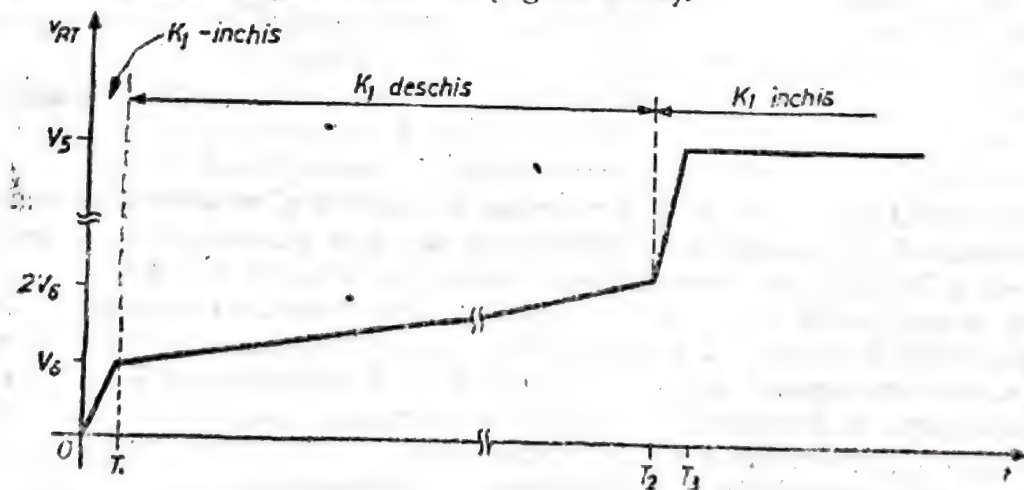


Fig. 8.74. Forma de undă a rampei temporizate  $v_{RT}$  din terminalul 7 al circuitului TDA 1085.



În sfârșit, tranzistorul  $Q_{56}$  din figura 8.73 este activat de acțiunea protecțiilor prin închiderea lui  $K_3$  și produce descărcarea rapidă a condensatorului  $C_7$ . Reluarea funcționării se face cu regimul de pornire lentă prezentat anterior. Protecția la scurtcircuit în circuitul anodic al triacului și depășirea curenților anodici maximi admis este sesizată de blocul de protecție corespunzător care acționează asupra lui  $K_2$  și prin intermediul generatorului de curent  $I_{G4}$  saturează tranzistorul  $Q_{57}$  provocând descărcarea rapidă a lui  $C_7$ .

● *Convertorul frecvență — tensiune ( $f/V$ ) (terminalele 4, 11, 12)*

Convertorul  $f/V$  din circuitul TDA 1085 este un bloc bine individualizat având ca intrare terminalul 12 și ca ieșire terminalul 4. Schema electrică simplificată este prezentată în figura 8.75.

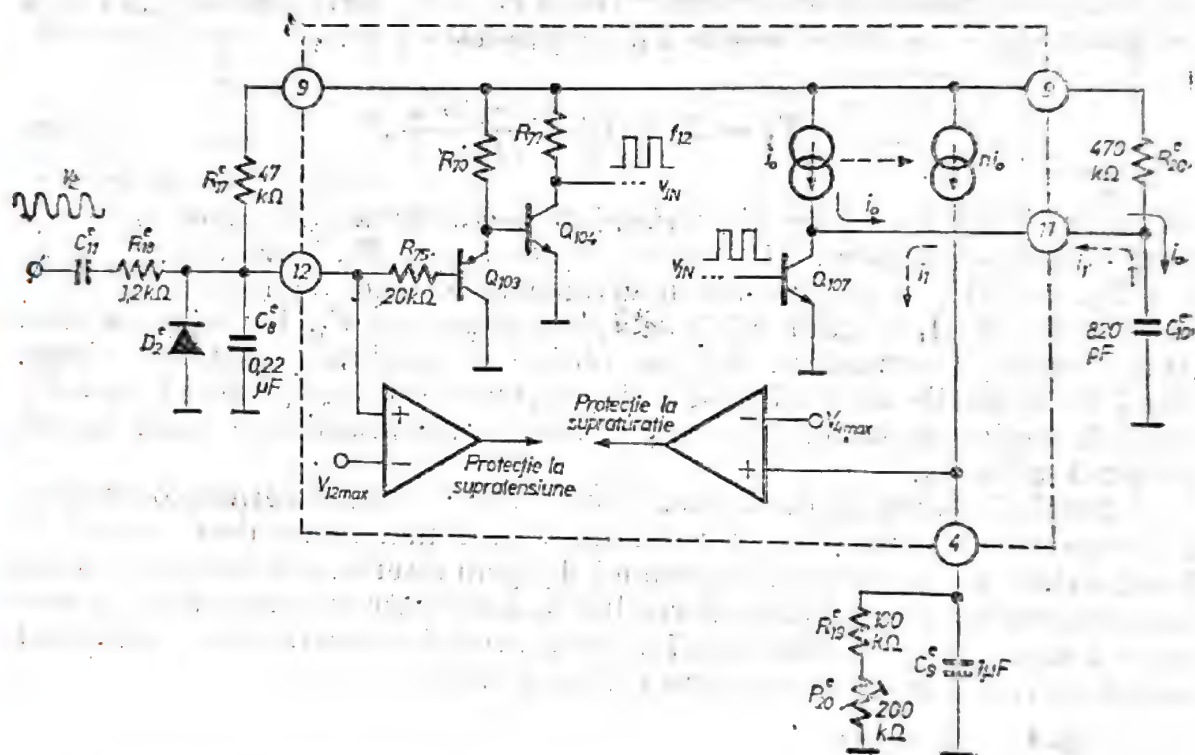


Fig. 8.75. Schema bloc a convertorului frecvență/tensiune din circuitul TDA 1085.

Semnalul  $v_i$  provine de la un senzor de turație al motorului comandat și are forma din figura 8.76.a. Informația care este prelucrată de blocul  $f/V$  este cea referitoare la frecvența  $f_{12}$  a acestui semnal (evident frecvența acestui semnal este egală cu turația  $n_{rot}$  a motorului comandat). Toate componentele externe din terminalul 12 au ca scop transformarea semnalului  $v_i$  într-un semnal axat aproximativ pe valoarea de 0 V. Ele depind de traductorul de turație folosit. Este absolut necesar ca în terminalul 12, semnalul  $v_{12}$  provenind din  $v_i$  să coboare neapărat sub valoarea de 0 V pentru a putea deschide tranzistorul  $Q_{103}$  (figura 8.76.b).

Dacă se realizează această condiție, atunci în baza tranzistorului  $Q_{107}$ , se formează semnalul  $v_{IN}$  (figura 8.76.c) care are aceeași frecvență  $f_{12}$  cu a semnalului  $v_i$ .

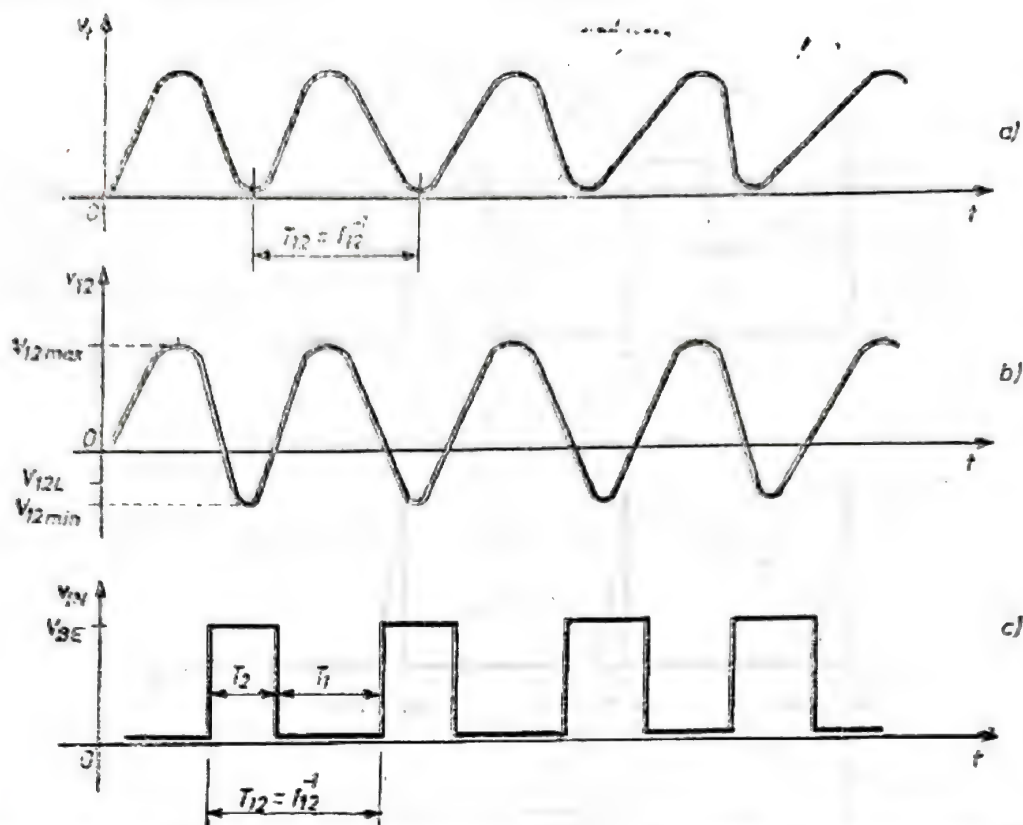


Fig. 8.76. Formele de undă caracteristice etajului de intrare al convertorului  $f/V$  (circuitul TDA 1085).

Funcționarea, în continuare, se bazează pe încărcarea condensatorului  $C_{10}^e$  conectat la terminalul 11 cu un curent (variabil)  $i_0$  la fiecare front descrescător al lui  $v_{1N}$  și descărcarea lui cu un curent  $i_1$  prin tranzistorul  $Q_{107}$  la fiecare front crescător al lui  $v_{1N}$  (figura 8.77.a, b).

Tensiunea  $v_{11}$  la o funcționare corectă a convertorului are forma din figura 8.77.c. Pulsurile de curent  $i_0$ , copiate intern de o oglindă de curent în raportul  $n : 1$ , încarcă, pe fronturile negative ale lui  $v_{1N}$ , capacitorul extern  $C_3^e$  conectat la terminalul 4 pe care apare tensiunea  $v_4$  de ieșire a convertorului. Pe durata dintre două fronturi descrescătoare ale lui  $v_{1N}$ , se descarcă lent pe grupul rezistiv  $R_x = R_{19} + P_{20}$ . Tensiunea ce apare pe terminalul 4 este prezentată în figura 8.77.d.

Constantele de timp  $\tau_1$  și  $\tau_4$  caracteristice tensiunii  $v_{11}(t)$  respectiv  $v_4(t)$  sînt foarte importante în funcționarea corectă a convertorului  $f/V$ . Ele sînt egale cu :

$$\tau_1 = (77 \text{ k}\Omega) C_{10}^e,$$

$$\tau_4 = R_x C_3^e. \quad (8.49)$$

Dacă este satisfăcută condiția

$$\tau_1 \ll T_{12} \ll \tau_4, \quad (8.50)$$

atunci se poate arăta că valoarea medie a tensiunii  $v_4$  și ondulația  $\Delta v$



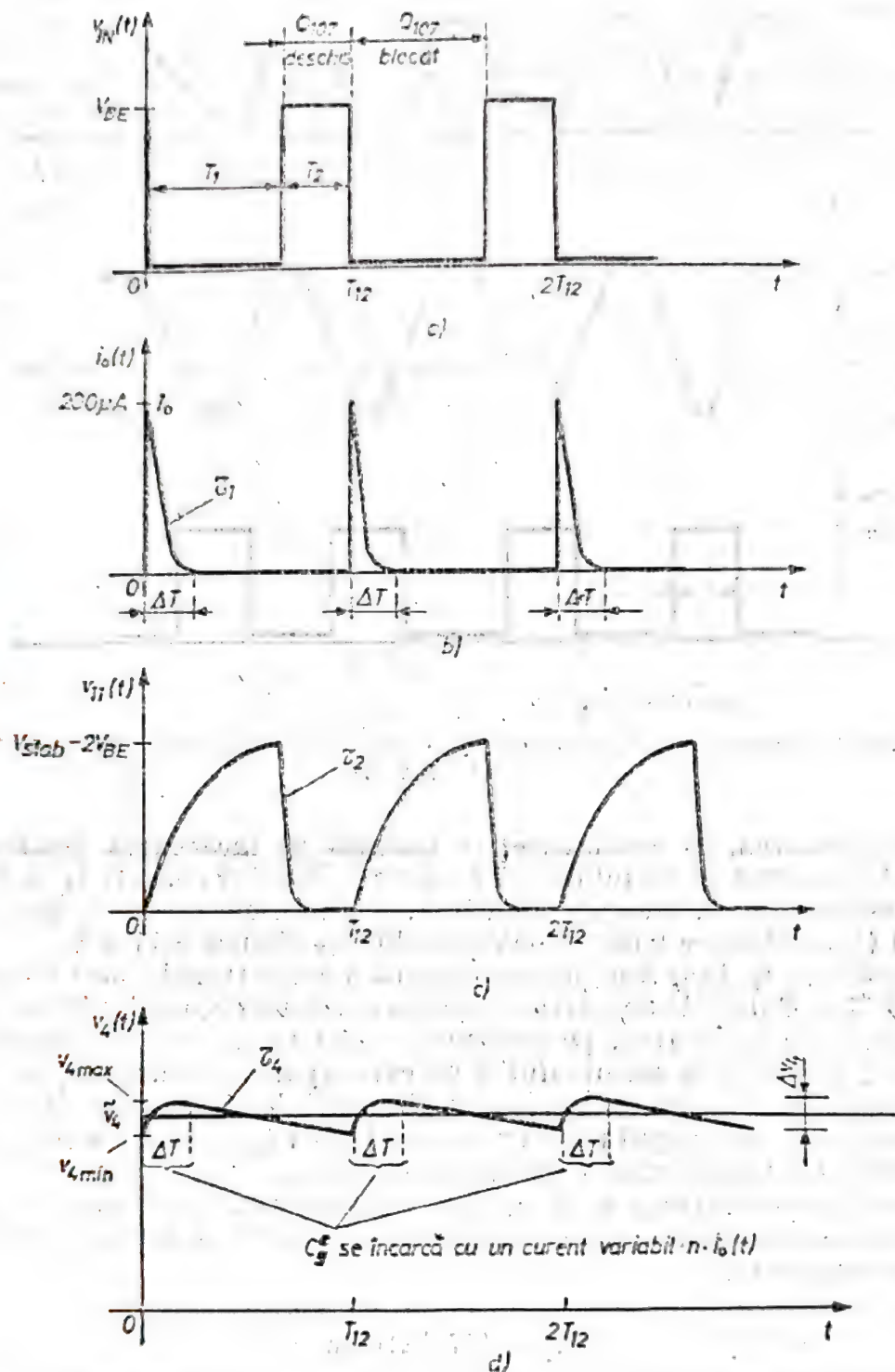


Fig. 8.77. Formele de undă caracteristice convertorului f/V (circuitul TDA 1085).

din figura 8.77.d sînt respectiv

$$\begin{aligned} \tilde{v}_4 &= \frac{n I_0 \tau_1}{C_9} \tau_4 f_{12}, \\ \Delta v_4 &= \frac{n I_0 \tau_1}{C_9} \frac{e - 1}{e} \end{aligned} \quad (8.51)$$

unde  $e$  reprezintă baza logaritmilor naturali.

Factorul de undulație al tensiunii  $v_4(t)$  este deci :

$$\eta = \frac{\Delta v_4}{\bar{v}_4} = \frac{e-1}{e} \frac{T_{12}}{\tau_4} \quad (8.52)$$

Condiția 8.50 asigură pentru  $\eta$  din relația 8.52 o valoare extrem de redusă ( $10^{-2}$ .)

Accasta face ca tensiunea  $v(t)$  să fie practic constantă în timp și egală cu valoarea ei medie  $\bar{v}_4$ .

Putem defini acum, parametrul de bază al convertorului  $f/V$  și anume : factorul de conversie  $K_f$ ,

$$K_f = \frac{dv_4}{df_{12}} = \frac{nI_0\tau_1}{C_2^2} \tau_4 \quad (8.53)$$

În relația 8.53,  $n$ ,  $I_0$  și parțial  $\tau_1$  sînt fixați intern la valorile :

$$n = 10,$$

$$I_0 = \frac{V_{stab} - 2V_{BE}}{77 \text{ k}\Omega},$$

$$\tau_1 = (77 \text{ k}\Omega) C_{10}^2.$$

Înlocuind în (8.53) rezultă :

$$K_f = n(V_{stab} - 2V_{BE}) R_T C_{10}^2 \quad (8.54)$$

Deoarece formula 8.53 este dedusă pe baza aproximației 8.50, rezultă că valoarea lui  $K_f$  din relația 8.54 nu este riguros constantă. Acesta este motivul pentru care se mai definește un parametru caracteristic convertorului  $f/V$  : coeficientul de neliniaritate  $K_L$  definit ca abaterea maximă a curbei reale  $v_4(f_{12})$  de la dreapta ideală  $v_4 = K_f f_{12}$ .

$$K_L = \max \left( \frac{|v_4(f_{12}) - K_f f_{12}|}{v_4(f_{12})} \right) f_{12} \in (0, 300 \text{ Hz}) \quad (8.55)$$

Figura 8.78 reprezintă curba ideală și cea reală a dependenței  $v_4(f_{12})$ .

Revenind la figura 8.75 remarcăm prezența a două blocuri care acționează ca protecții dacă  $f_{12}$  depășește o valoare maximă care conduce prin relația 8.51 la o valoare  $\bar{v}_4 \geq V_{4max}$  și dacă  $v_{12} > V_{12max}$ . Prima este protecția la supratensiune iar cea de-a doua, protecția la supratensiune. Valorile interne de protecție sînt :

$$V_{4max} = V_{12max} = 14 \text{ V.}$$

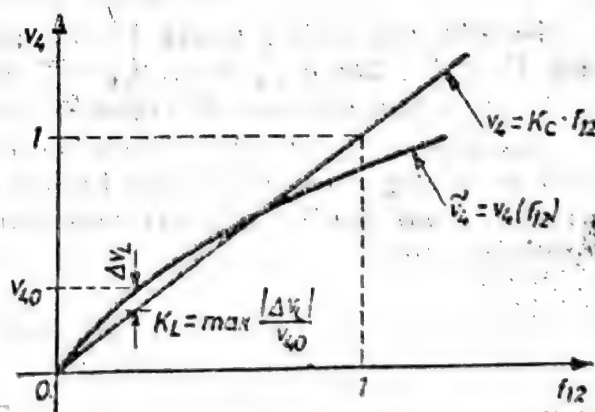


Fig. 8.78. Definirea coeficientului  $K_L$  de liniaritate a convertorului  $f/V$ .



● *Amplificatorul de transconducție (terminalele 4, 16).*

La intrările inversoare și neinversoare ale amplificatorului se aplică ieșirea convertorului  $f/V$  (tensiunea  $v_4$ ) respectiv rampa temporizată  $v_{RT}$  (figura 8.54).

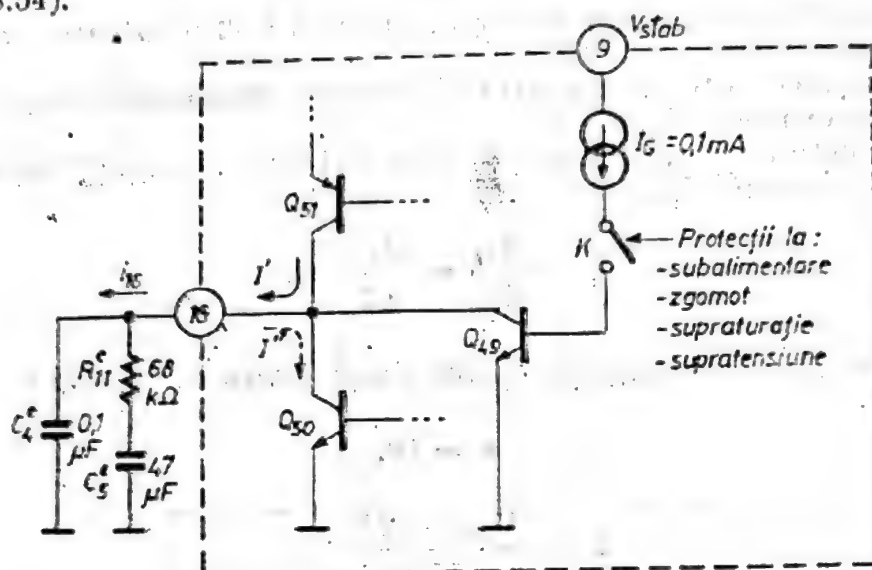


Fig. 8.79. Schema simplificată a amplificatorului de transconducție din circuitul TDA 1085.

La ieșirea acestui amplificator (terminalul 16) se află grupul de componente externe  $R_{11}$ ,  $C_4$ ,  $C_5$  care determină tensiunea  $v_{16}$  de comandă a unghiului de aprindere al triacului.

Schema simplificată a acestui etaj este dată în figura 8.79. Curentul  $i_{16}$  care încarcă grupul  $R_{11}$ ,  $C_4$ ,  $C_5$  este dat de relația

$$i_{16} = g_m(v_7 - v_4) \quad (8.56)$$

unde  $g_m$  este transconducția circuitului și are valoarea, fixată intern

$$g_m = 300 \mu A/V. \quad (8.57)$$

Se observă că  $i_{16}$  poate fi atât pozitiv, când  $I' > I''$ , cât și negativ, când  $I' < I''$ . Dacă  $v_4 = v_7$ ,  $i_{16} = 0$  și deci  $v_{16} = \text{const.}$  Această situație corespunde funcționării în regim de stabilizare a turației.

Valorile componentelor externe din terminalul 16 au în primul rând rolul de a asigura stabilitatea buclei de reglaj a turației motorului, care cuprinde mai multe blocuri componente ale circuitului. Valorile recomandate sînt :

$$C_4 = 0,1 \mu F,$$

$$C_5 = 47 \mu F, \quad (8.58)$$

$$R_{11} = 68 k\Omega.$$

Tranzistorul  $Q_{49}$  din figura 8.79 este activat de acțiunea uneia din protecții. El produce, prin închiderea comutatorului  $K$ , descărcarea grupului  $C_4^e, R_{11}^e, C_5^e$  și scăderea la 0 V a tensiunii  $v_{16}$  de comandă a fazei unghiului de aprindere.

#### ● Etajul de ieșire

Schema electrică a etajului de ieșire este dată în figura 8.80. Etajul de tip Darlington multiplu are un tranzistor de putere,  $Q_{37}$ , care poate genera pentru intervale scurte de timp curenți de 150 mA.

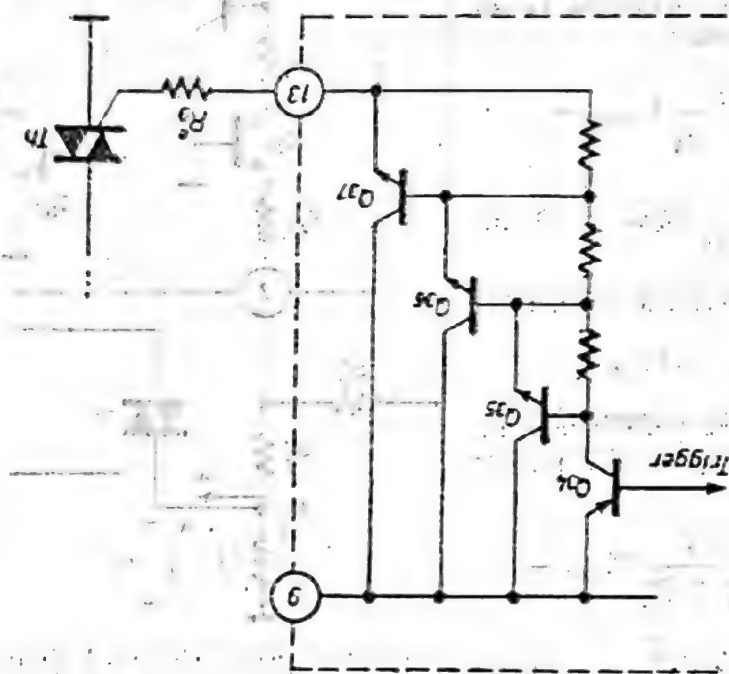


Fig. 8.80. Schema electrică a etajului de ieșire din circuitul TDA 1085.

Comanda întregului lanț de tranzistoare  $Q_{34} \div Q_{37}$  o dă etajul trigger prin deschiderea tranzistorului  $Q_{34}$  (vezi figura 8.69).

Rezistența externă  $R_1^e$  este o rezistență de limitare a curentului de aprindere furnizat triacului  $Th$ . Valoarea ei se calculează în funcție de curentul de aprindere  $I_{GT}$  necesar. Când  $Q_{37}$  este deschis, tensiunea maximă  $V_{CE37}$  nu depășește valoarea  $V_{CE37} = 4$  V (vezi tabelul 8.4) astfel încît,  $R_1^e$  se poate calcula cu relația :

$$R_1^e \approx \frac{V_{stab} - V_{CE37}}{I_{GT}} \quad (8.59)$$

#### ● Etajul de protecție la scurtcircuit

Dintre toate etajele de protecție, acțiunea blocului de protecție la scurtcircuit depinde de pragul de curent de scurtcircuit propus de utilizator.

Schema electrică a acestui etaj este dată în figura 8.81.

Cînd tensiunea în terminalul 3 scade sub valoarea  $-V_{BE}$ , tranzistorul  $Q_{31}$  se deschide și alimentează oglinda de curent  $Q_{32a} - Q_{32b}$ , care furnizează curentul de bază necesar tranzistorului  $Q_{37}$  pentru a-l descărca pe  $C_1^e$



și a aduce la zero tensiunea rampei temporizate  $v_{RT}$  (vezi figura 8.73). Rezultă că protecția la scurtcircuit poate fi declanșată numai pe timpul semialternanței negative a curentului anodic al triacului  $Th$ . Într-adevăr, numai atunci când  $i_A$  circulă prin  $R_6^c$  de la masă către nodul  $A$ , (figura 8.81) tensiunea  $V_A$  poate face ca în terminalul 3 să apară o tensiune negativă.

Rezultă imediat din figura 8.81 următoarea relație pentru  $v_3$  în momentul când prin triac trece curentul  $i_A$  de la catod la anod :

$$v_3 = \frac{R_7^c}{R_7^c + R_6^c} V_{stab} - \frac{R_6^c}{R_6^c + R_7^c} R_8^c i_A \quad (8.60)$$

Condiția de acțiune a protecției este :

$$v_3 = -V_{BE}$$

Dacă  $I_{Amax}$  este curentul anodic maxim permis, atunci rezultă condiția :

$$-V_{BE} = \frac{R_7^c}{R_6^c + R_7^c} V_{stab} - \frac{R_6^c}{R_6^c + R_7^c} R_8^c I_{Amax} \quad (8.61)$$

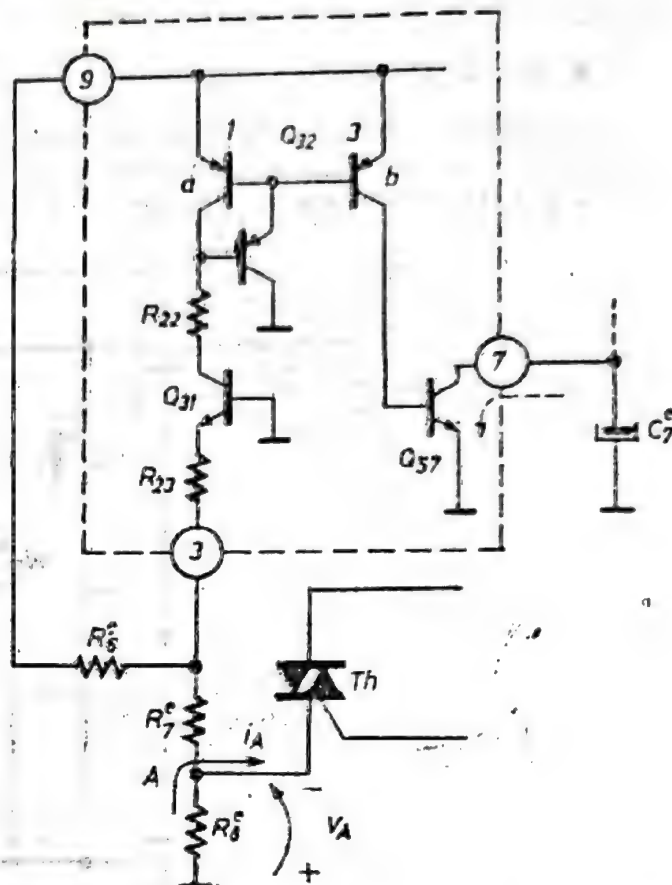


Fig. 8.81. Schema electrică a etajului de protecție la scurtcircuit din circuitul TDA 1085.

Din relația (8.61) se poate calcula divizorul rezistiv  $R_6^c$ ,  $R_7^c$  :

$$\frac{R_6^c}{R_7^c} = \frac{V_{stab} + V_{BE}}{R_8^c I_{Amax} - V_{BE}} \quad (8.62)$$

Rezistența  $R_8^c$  este o rezistență de valori mici și de putere (prin ea trece curentul anodic al triacului). Următorul set de valori :

$$\begin{aligned} R_8^c &= 56 \text{ k}\Omega, \\ R_7^c &= 2,2 \text{ k}\Omega, \\ R_6^c &= 0,05, \end{aligned} \quad (8.63)$$

asigură un curent , la care intră în funcțiune protecția, de aproximativ 24 A.

## Parametri. Performanțele circuitului

Caracteristicile electrice ale circuitului TDA 1085 sînt sintetizate în tabelul 8.4 (pag. 224).

Depășirea valorilor limită absolută produce în mod obișnuit defectarea catastrofală, ireversibilă, a circuitului integrat sau în cel mai bun caz ieșirea sa din parametrii de catalog.

## Schema de aplicație tipică

În figura 8.82 este prezentată schema de aplicație tipică pentru circuitul TDA 1085. Este vorba de pornirea lentă a unui motor și stabilizarea turației sale la o valoare programată.

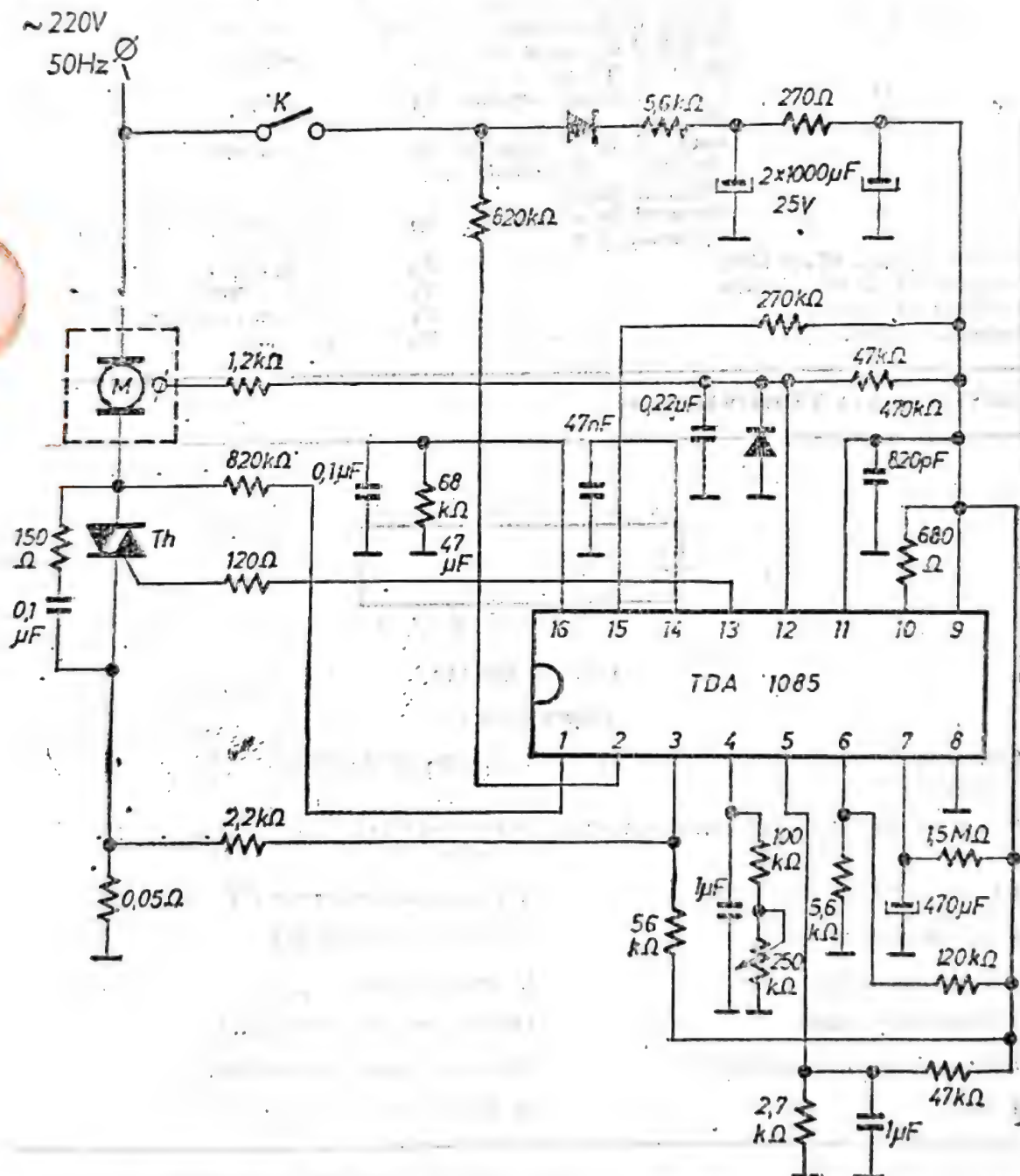


Fig. 8.82. Schema tipică de aplicație a circuitului TDA 1085.

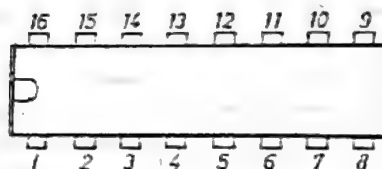


**TDA 1035**

Procesor bipolar pentru comanda motoarelor de c.a.

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ (Tensiunile și curenții se consideră față de masă, terminalul 8)

Terminal	Parametru	Simbol	Valoare limită absolută
9	Tensiunea de alimentare	$V_{9-8}$	19 V
9	Curent de alimentare (terminalul 10 în gol)	$I_9$	15 mA
9+10	Curentul absorbit de regulatorul de tensiune	$I_9 + I_{10}$	35 mA
1, 2	Curent de sincronizare	$I_1, I_2$	$\pm 1$ mA
13	Impulsul de curent de ieșire ( $< 300 \mu s$ )	$I_{13}$	200 mA
15	Curentul rampei de sincronizare	$I_{15}$	1 mA
3	Curentul detectorului de detecție scurtcircuit în circuitul anodic	$I_3$	-5 mA
12	Curentul la intrarea convertorului $f/V$	$I_{12}$	$-3 \pm 0,1$ mA
Puterea disipată ( $T_a = 25^\circ C$ )		$P_D$	625 mW
Temperatura de funcționare		$T_a$	$0 \pm 70^\circ C$
Temperatura de stocare		$T_s$	$-25 \dots +125^\circ C$
Temperatura joncțiunii		$W_j$	$125^\circ C$

**CONFIGURAȚIA TERMINALELOR**

Capsula MP 116

Vedere de sus

1 Detector de nul pentru tensiunea de sincronizare	9 Alimentare stabilizată
2 Detector de nul pentru curentul anodic	10 Rezistor de balast pentru regulatorul paralel
3 Limitare de curent anodic	11 Programare conversie $f/V$
4 Turație curentă	12 Intrare convertor $f/V$
5 Turație programată	13 Ieșire impuls
6 Programare rampă	14 Pantă rampă sincronizată
7 Durată rampă temporizată	15 Curent rampă sincronizată
8 Masă	16 Stabilitate reacție $\phi/f$

CARACTERISTICI ELECTRICE ( $I_A = 25^\circ\text{C}$ ; punctul de referință-le minalul 8, schema de aplicație tipică din figura 8.82)

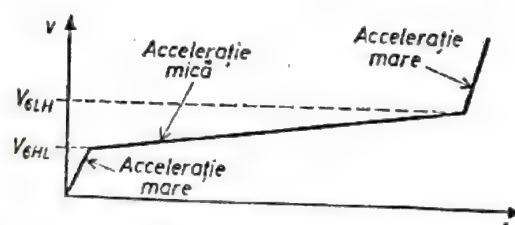
Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tip.	Max.	Unități
Tensiunea stabilizată	$V_{stab}$	$I_9 + I_{10} = 10 \text{ mA}$		16,5		V
Protecția la subalimentare	$D_{min}$	$I_9 + I_{10} = 10 \text{ mA}$		15,5		V
Tensiunea de programare a turației (Nota 1)	$V_5$		0,1		14	V
Tensiunea de programare a rampei temporizate	$V_6$		0,4		2	V
Tensiunea de trece la accelerație mică de rotație (Nota 2)	$V_{6HL}$			$V_6$		V
Tensiunea de trecere la accelerație mare de rotație (Nota 2)	$V_{6HL}$	$V_6 = 0,95 \text{ V}$		$2,1 V_6$		V
Curentul rampei corespunzător accelerației mari a turației	$I_{7H}$			-2		mA
Curentul rampei corespunzător accelerației mici a turației	$I_{7L}$			-5		$\mu\text{A}$
Curentul de descărcare a rampei temporizate	$I_{7D}$			35		mA
Tensiunea maximă corespunzătoare turației curente	$V_{4M}$		13		14	V
Curentul de polarizare al amplificatorului de control	$I_4$			-1		$\mu\text{A}$
Tensiunea de decalaj a amplificatorului de control	$V_{off1-5}$	$i_{10} = 0$	-100		+10	mV
Transconductanța (Nota 3)	$g_m$			300		$\mu\text{A/V}$
Excursia maximă de curent la ieșirea amplificatorului de transconductanță (Nota 3)	$i_{10}$			$\pm 120$		$\mu\text{A}$



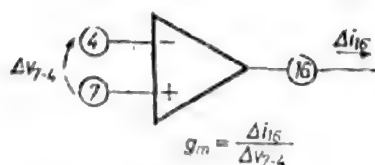
Tensiunea minimă la intrarea convertorului $f/V$	$V_{12L}$		-0,6		-0,1	V
Tensiunea maximă la intrarea convertorului $f/V$	$V_{12H}$		0		13	V
Curentul de polarizare a intrării convertorului $f/V$	$I_{12}$			-25		$\mu A$
Factorul de conversie $f/V$	$K_e$			15		mV/Hz
Factorul de liniaritate al convertorului $f$	$K_L$			$\pm 4$		%
Curentul de intrare în detectorul de nul a tensiunii de sincronizare	$I_2$			$\pm 50$		$\mu A$
Curent de intrare în detectorul de nul al curentului anodic	$I_1$			$\pm 50$		$\mu A$
Tensiunea maximă de comandă a unghiului de fază	$V_{M16}$			12		V
Durata impulsului de aprindere	$t_p$		70		130	$\mu s$
Perioada de repetiție a impulsului de aprindere	$T_r$		150		300	$\mu s$
Amplitudinea impulsului de aprindere	$V_{13H}$	$I_{13} = -150 \text{ mN}$		$V_{stab} = -4$		V
Curentul rezidual de ieșire	$I_{13L}$	$V_{13} = 0$			30	$\mu A$

**Nota 1.** O tensiune mai mică decât  $V_{5min}$  este interpretată ca o tensiune de zgomot și provoacă intrarea în funcțiune a protecției de zgomot.

**Nota 2.** Semnificația parametrilor  $V_{6HL}$  și  $V_{6LH}$  poate fi înțeleasă din figura de mai jos care reprezintă rampa temporizată.



**Nota 3.** Amplificatorul de transconductanță are ca intrări terminalele 4 și 7 și ca ieșire terminalul 16 ca în figura următoare.



#### CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența te mică joncțiune-ambiant

$R_{th \text{ j-a}}$

150°C/W

După închiderea comutatorului  $K$ , tensiunea pe terminalul 9 începe să crească de la valoarea 0 către valoarea tensiunii stabilizate (17 V). În tot acest interval de timp (zeci de ms) blocul de protecție la subalimentare este activ și tensiunea din terminalul 14 este menținută la valoarea  $V_{14\max}$ . Deci rampa de sincronizare cu rețeaua nu poate fi generată și ca urmare acțiunea blocului trigger ca și generarea impulsurilor de aprindere sînt inhibate. Triacul  $Th$  este blocat și motorul  $M$  nu este alimentat. Turația sa este nulă. Convertorul  $f/V$  nu primește la intrare (terminalul 12) nici un impuls. În consecință, ieșirea sa (terminalul 4) este la potențial zero.

În schimb, rampa temporizată  $v_{RT}$  din terminalul 7 își începe variația în timp prin încărcarea condensatorului de 470  $\mu F$  la curent constant  $|I_{7H}| = +2$  mA, de îndată ce tensiunea  $V_9$  depășește valoarea de 8 V. Această situație se menține pînă ce terminalul 7 tensiunea atinge valoarea  $V_{6LH}$ , cînd capacitatea de 470  $\mu F$  începe să se încarce cu un alt curent constant,  $|I_{7L}| = +5$   $\mu A$ . Acest moment reprezintă *momentul trecerii de la o turație de accelerație mare (necesară scoaterii din repaus a motorului M) la o turație de accelerație mică (necesară pentru intrarea treptată în regim nominal de sarcină)*. Cu acest prim interval de timp (de aproximativ 1 s) debutează regimul de pornire lentă. Este evident că acest lucru nu este posibil decît dacă tensiunea  $V_9$  a atins valoarea  $V_{stab}$ . Aceasta determină inhibarea protecției la subalimentare și apariția pe terminalul 14 a rampei sincronizate  $v_{RS}$ , care permite comparația cu tensiunea din terminalul 16 (de valoare foarte mică pe acest interval de timp) și generarea impulsului de aprindere al triacului. Deoarece unghiul de aprindere este foarte mic, puterea disipată pe motor este foarte mică și deci turația acestuia este redusă.

Reamintim că acest unghi mic de conducție, determinat de tensiunea  $v_{16}$ , este direct legat de variația tensiunii din terminalul 7,  $v_{RT}$ . Într-adevăr, terminalul 16 reprezintă ieșirea amplificatorului de transconductanță care compară tensiunea din terminalul 4 (care este foarte mică deoarece motorul abia începe să funcționeze) cu tensiunea  $v_{RT}$  propusă în terminalul 7, care la rîndul său este încă redusă ( $< 1$  V, dar mai mare decît  $v_4$ ). În urma acestei comparații, rezultă un curent  $i_{16}$  pozitiv, care încarcă grupul  $RC$  din terminalul 16, determinînd tensiunea  $v_{16}$  (de valoare mică).

Pe măsură ce tensiunea din terminalul 7 crește, unghiul de fază al impulsului de aprindere crește, deoarece curentul  $i_{16}$ , deși mic, este pozitiv, încărcînd permanent capacitatea de 0,1  $\mu F$  din terminalul 16.

Precizăm că turația curentă a motorului (sesizată prin tensiunea din terminalul 4) nu poate depăși valoarea propusă (prin tensiunea din terminalul 7). Dacă s-ar întîmpla aceasta, atunci  $i_{16}$  ar fi negativ și tensiunea  $v_{16}$  ar scădea, micșorînd unghiul de conducție al impulsului de aprindere și deci turația motorului.

Ce s-ar întîmpla dacă turația reală ar fi instantaneu egală cu cea propusă? Aceasta ar însemna că  $v_7 = v_4$ , și deci  $i_{16} = 0$ . Tensiunea  $v_{16}$  ar rămîne constantă. Unghiul de aprindere al triacului ar fi și el fix și deci turația motorului n-ar mai putea crește! Am fi în situația în care tensiunea  $v_7$  crește încă (deoarece nu s-a atins regimul staționar propus) dar tensiunea  $v_4$  rămîne constantă (prin presupunerea că turația motorului nu se mai modifică). Rezultă că diferența  $v_7 - v_4$  nu poate fi nulă atîta timp cît  $v_7$  încă mai crește și deci  $i_{16} > 0$ . Este deci imposibil ca  $v_7$  să fie egal



cu  $v_4$  atita timp cit  $v_7$  variaza conform regimului propus prin grupul de componente externe din terminalele 6 și 7. Turația motorului crește continuu cu accelerația propusă de tensiunea  $v_7$ .

După o perioadă de timp (programabilă) de câteva secunde (sau chiar zeci de secunde) tensiunea  $v_7$  atinge pragul  $V_{7LH}$ , cind are loc trecerea la regimul de accelerație mare al motorului. Se consideră că în intervalul de timp anterior motorul a preluat integral sarcina mecanică.

Urmează un interval de timp de aproximativ 1...2 s în care turația motorului variaza rapid conform regimului propus de tensiunea  $v_7$ .

Cind  $v_7$  a atins valoarea tensiunii  $v_5$  din terminalul 5, regimul de pornire lentă încetează și se intră în regimul de stabilizare al turației. Într-adevăr, dacă tensiunea  $v_7$  rămîne fixă, este posibilă relația  $v_7 = v_4$  (cind turația motorului a atins valoarea de regim staționar) și deci  $i_{16} = 0$ . Conform celor discutate anterior,  $v_{16}$  rămîne constantă și prin urmare faza unghiului de conducție nu mai variaza. Puterea disipată pe motor, și deci și turația acestuia, este constantă.

În regimul staționar de funcționare este satisfăcută condiția  $v_7 = v_5 \approx v_4$ .

Orice creștere sau scădere a turației în jurul valorii nominale, produce o creștere sau scădere a tensiunii  $v_4$  și prin comparația cu  $v_7 = v_5$  rezultă un curent  $i_{16} < 0$  respectiv  $i_{16} > 0$ , adică o scădere respectiv o creștere a lui  $v_{16}$ .

Faza impulsului de aprindere scade sau crește modificind puterea pe motor și deci turația acestuia. Grupul de componente externe ce asigură stabilitatea acestei bucle de reacție, ce menține turația constantă, este format de  $C_4^e$ ,  $R_{11}^e$ ,  $C_5^e$  din terminalul 16 (vezi figura 8.79).

Funcționarea descrisă mai sus este valabilă atit timp cit nu acționează nici unul din blocurile de protecție. Acțiunea lor are loc în caz de avarie și se manifestă asupra a trei blocuri funcționale ale circuitului :

- blocul rampei temporizate,  $v_{RT}$
- blocul rampei sincronizate,  $v_{RS}$
- amplificatorul de transconductanță,  $v_{16}$

Cele șase blocuri de protecție acționează în una din următoarele situații (considerate de avarie) :

- |   |                         |
|---|-------------------------|
| 1. Subalimentare                              | $V_9 < V_{stab}$        |
| 2. Zgomot                                     | $V_5 < 0,1 \text{ V}$   |
| 3. Supraturație                               | $f_{12} > n_{rot \max}$ |
| 4. Supratensiune                              | $V_{12} > 13 \text{ V}$ |
| 5. Scurtcircuit anodic                        | $i_A > I_{A \max}$      |
| 6. Supracomanda fazei impulsului de aprindere | $v_{16} > 12 \text{ V}$ |

Trebuie observat că  $n_{rot \max}$  este fixat de către utilizator prin intermediul lui  $K_f$  (determinat de componentele externe  $C_{10}^e$  și  $R_x^e$  din figura 8.75) și de valoarea maximă  $V_{4M} = 13 \text{ V}$ , (fixată intern), pe care o poate lua  $v_4$ . Deci :

$$n_{rot \max} [\text{s}^{-1}] = \frac{13 [\text{V}]}{K_f [\text{V/Hz}]}$$

Valoarea lui  $I_{A \max}$  rezultă din relația (8.62).

Efectul protecțiilor 1, 2, 3, 4 asupra celor trei blocuri funcționale este de a fixa următoarele tensiuni pe terminalele 7, 14, 16 :

$$v_7 = 0$$

$$v_{14} = 14 \text{ V } (V_{14} \text{ maxim}),$$

$$v_{16} = 0$$

Evident că reluarea funcționării se face cu regimul de pornire lentă (deoarece  $v_7 = 0$ ).

Efectul protecției 5 este concretizat direct doar prin :

$$v_7 = 0$$

Evident că aceasta implică (prin amplificatorul de transconductanță  $\tau_{16} = 0$ . Rampa sincronizată  $v_{RS}$  nu este însă modificată. Reluarea funcționării se face și în acest caz cu pornirea lentă.

Protecția 6 nu inhibă nici unul din cele trei blocuri funcționale. Ea nu permite însă depășirea unui anumit unghi de aprindere corespunzător valorii  $V_{16M} = 12 \text{ V}$ .

De reținut pentru utilizare :

Deoarece tensiunea  $V_{stab}$  din terminalul 9 are o anumită dispersie tehnologică (16...17,5 V), este posibil ca valoarea tipică a rezistenței  $R_1^e$  de 5,6 k $\Omega$  (vezi figura 8.54 și figura 8.60) să nu asigure curentul necesar circuitului în terminalele 9 și 10. În acest caz blocul de protecție la subalimentare inhibă funcționarea circuitului. Se impune schimbarea valorii lui  $R_1^e$  pentru a satisface condiția  $I_9 + I_{10} = 10 \text{ mA}$ . Valoarea lui  $R_1^e$  pentru a satisface condiția nu este critică.

Se recomandă încercarea unor valori  $R_1^e = 3,9...6,1 \text{ k}\Omega$ . Este însă important de reținut că  $R_1^e$  este o rezistență de putere (7 w).

Rezistența  $R_{12}^e = 47 \text{ k}\Omega$  (vezi figura 8.54 și 8.73) se poate înlocui cu un potențiomtru care permite modificarea tensiunii  $V_5$ . Se poate înțelege din descrierea funcționării în regim de stabilizare a turației, că odată atins acest regim, prin variația lentă, externă a lui  $V_5$ , se poate regla turația motorului la orice valoare dorită pentru regimul staționar (evident, este necesar ca  $V_5 > 2V_0$  pentru ca rampa  $v_{RT}$  să aibă forma din figura 8.74).

Turația motorului se modifică practic instantaneu prin acest reglaj. Acest lucru este asigurat de amplificatorul de transconductanță. Evident că acest artificiu poate fi folosit pentru a programa o secvență automată în care turația motorului poate fi schimbată. Pentru aceasta este suficient ca în terminalul 5 să se aplice, din exte-



rior, o secvență de tensiuni diferite. Divizorul rezistiv  $R_{12}^*$ ,  $R_{13}^*$  trebuie în acest caz înlocuit cu un circuit mai complex, care pentru anumite perioade de timp aplică în terminalul 5, diverse valori de tensiune.

Deoarece prin terminalul de masă, care nu este separat galvanic de nulul rețelei de c.a., trece curentul anodic al triacului (10...20 A), se impune ca toate traseele de masă la care sînt conectate componentele externe să fie aduse separat la terminalul 8 al circuitului. Se evită în acest mod funcționarea incorectă a comparatoarelor și blocurilor de amplificare din circuit care au ca tensiune de mod comun o tensiune foarte apropiată de 0 V.

Folosirea circuitului TDA 1085 doar ca circuit de comandă în fază (fără a se folosi blocul  $f/V$  și rampa temporizată  $v_{RT}$ ), nu este justificată deoarece aceasta ar implica funcționarea doar a unui... sfert de circuit. Chiar dacă se beneficiază de avantajele blocului trigger (repetiție impuls, detector de curent anodic nul), există alte circuite care pot îndeplini funcția de comandă în fază.

Dacă totuși se dorește folosirea circuitului TDA 1085 în această situație, atunci trebuie luate măsurile care să anuleze efectul blocurilor de protecții legate de nefuncționarea rampei temporizate, convertorului  $f/V$  și a amplificatorului de transconductanță. Aceste măsuri trebuie să asigure :

$$\begin{aligned} v_{12} &= 0 \\ 10 \text{ V} &> v_4 = v_5 = v_7 > 0,2 \text{ V} \end{aligned}$$

Componentele din terminalele 4, 5, 6, 7, 11, 12, 16 nu mai sînt necesare.

Comanda fazei trebuie făcută în acest caz printr-o tensiune externă mai mică decît  $V_{16M} = 12 \text{ V}$  aplicată pe terminalul 16.

Dacă protecția la scurtcircuit în circuitul de sarcină al triacului se asigură pe altă cale decît cea descrisă, atunci terminalul 3 trebuie conectat la o tensiune de aproximativ 2 V.

Dacă tensiunile continue din terminalele 5 și 6 se asigură pe altă cale decît cea descrisă anterior (cu divizoare rezistive conectate la  $V_{stab}$ ) atunci trebuie reținut că aceste terminale sînt bazele unor tranzistoare de tip *pnp*. Curentul lor de bază trebuie deci să poată fi absorbit de către schemele utilizate.

## 8.5. Sistem de comandă și reglare tip SCR — F — 01 [17]

Extinderea sectorului de aplicații de putere realizate cu diode și tiristoare și solicitările tot mai pretențioase ale unor utilizatori de electronică de putere au condus la necesitatea realizării unui sistem de comandă și reglare standardizat care să acopere un domeniu larg de utilizări în condițiile de performanță și fiabilitate specifice uzului profesional.

Sistemul de comandă și reglare tip *SCR—F—01* asimilat la *IPRS-BĂNEASA* asigură nivelul de performanță echivalent al celor mai bune sisteme similare realizate de firme de prestigiu ca *SIEMENS*, *AEG* etc.

Sistemul de comandă și reglare tip *SCR—F—01* este utilizat pentru comanda tiristoarelor sincron cu rețeaua de alimentare. Este conceput ca un sistem modular ce constă din :

- modulul de comandă pe grilă *SCR DCG—01* ;
- sursă de alimentare *SCR—SA 01* ;
- modulul de semnalizare a prezenței și succesiunii corecte a fazelor *SCR—SSF—01* ;
- amplificatoarele de impulsuri *SCR—AI—01*
- modul regulator *SCR—R—01* sau *SCR—RA—01* ;
- modul de echilibrare și limitare *SCR—EL—01* ;
- modul cu relee *SCR—PR—01* ;
- modul cu 2 traductoare de curent cu elemente prag *SCR—2TC—01* ;
- 2 traductoare de tensiune *SCR—2TT—01*.

Fiecare modul (cu excepția sursei de alimentare și a transformatoarelor de impulsuri) este realizat pe o placă de circuit imprimat dublu placat cu dimensiunile 160/100 mm.

Ieșirile din fiecare modul se fac cu papuci autoîde 6,3 mm.

### ● Sursa de alimentare *SCR—SA—01*

Asigură alimentarea întregului sistem de comandă cu următoarele tensiuni :

- tensiune stabilizată +15 V (5%) — 400 mA
- tensiune stabilizată -15 V (5%) — 400 mA
- tensiune nestabilizată +24 V ( $\pm 30\%$ ) — 600 mA
- tensiune alternativă trifazică  $3 \times 60$  V<sub>c.a.</sub> (pentru sincronizări).

Modulul este alimentat de la o rețea trifazică  $3 \times 380$  V, 50 Hz

### ● Amplificatorul de impulsuri *SCR—AI—01*

Amplifică impulsurile generate de dispozitivul de comandă pe grilă în cazul în care este necesară comanda a mai multor tiristoare în paralel (2...6 tiristoare).

Sarcina amplificatorului de impulsuri o reprezintă transformatoarele de impulsuri.

Tensiunile de alimentare ale modulului sînt următoarele :

- +24 V<sub>c.c.</sub> nestabilizat — 100 mA
- 22 V<sub>c.a.</sub> — 50 Hz — 1,5 A c.a. (6 transformatoare TI—C1)
- 48 V<sub>c.a.</sub> — 50 Hz — 1 A c.a. (6 transformatoare TI—C1)



Parametrii impulsurilor de comandă sînt dați în figura 8.83. Curentul maxim de comandă este de 5 A (la un impuls de 1 ms).

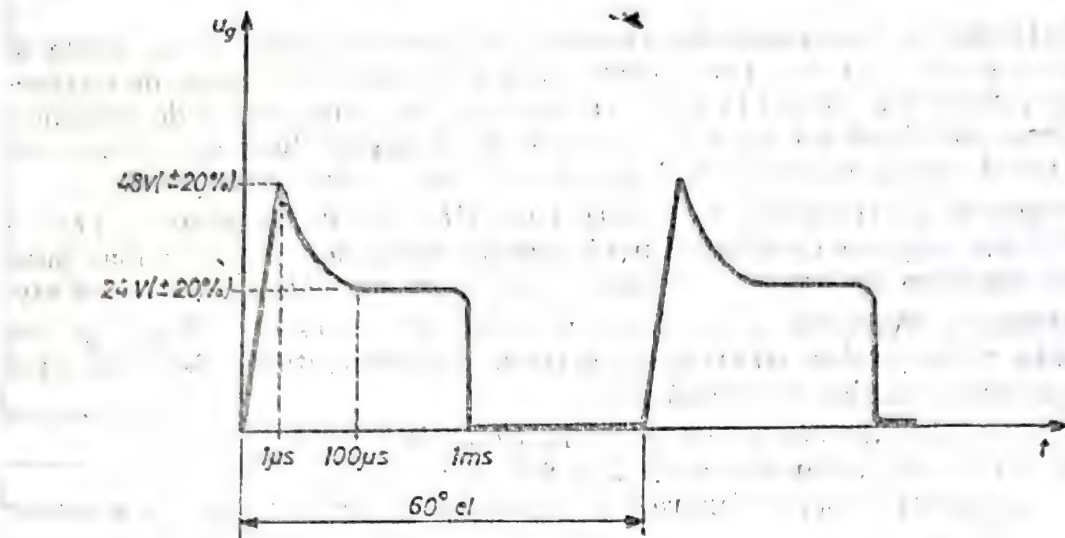


Fig. 8.83. Parametrii impulsurilor de comandă generate de amplificatorul de impulsuri SCR-AI-01, din sistemul de comandă și reglare SCR-F-01.

#### • Dispozitivul de comandă pe grilă SCR-DOG-01

Elementul de bază al dispozitivului îl constituie circuitul integrat specializat pentru comanda tiristoarelor  $\beta 44145$ .

Dispozitivul este destinat să genereze șase impulsuri pereche ce pot fi utilizate pentru comanda convertizoarelor cu tiristoare cu comutație naturală de tipul:

- punte trifazată complet comandată;
- redresor comandat cu bobină de absorbție;
- contactor static trifazat.

Puntea trifazată complet comandată necesită 6 perechi de impulsuri pe perioadă, fiecare impuls principal fiind secondat de un impuls auxiliar decalat la  $60^\circ$  electric.

Lățimea fiecărui impuls este de 1 ms (pentru sarcini puternic inductive se poate mări la 10 ms).

Alte caracteristici:

- Tensiunile de alimentare:
  - +15 V<sub>c.c.</sub> stabilizată,
  - 15 V<sub>c.c.</sub> stabilizată,
  - +24 V<sub>c.c.</sub> nestabilizată,
  - $3 \times 60$  V<sub>c.a.</sub> ( $\pm 20\%$ );
- Frecvența 49...51 Hz (pentru frecvențe între 54...60 Hz sînt necesare reglaje diferite);
- Tensiunea de comandă  $V = 0...10$  V;
- Curentul de comandă  $I = 100 \mu A$ ;
- Domeniul de reglare  $170^\circ$  electric;
- Poziția impulsului la început: reglabil  $5^\circ$  electric min  $60^\circ$  electric (domeniul redresor);

- Poziția impulsului la sfârșit reglabil  $100^\circ$  electric... $175^\circ$  electric (domeniul inverter);
- Impulsurile la ieșire — întârziate cu  $30^\circ$  electric față de faza corespunzătoare;
- Distanța între impulsuri  $60^\circ \pm 3^\circ$  electric;
- Lățimea impulsului 1 ms ( $\pm 15\%$ ) pentru tensiunea de comandă de +5 V;
- Tensiunea impulsului 24 V ( $\pm 25\%$ );
- Curentul impulsului 0,6 A (pe un transformator de impuls TI-01);
- Temperatura de funcționare  $-25^\circ\text{C} \dots +40^\circ\text{C}$ ;

#### • Modulul regulator SCR-R-01

Modulul regulator SCR-R-01 este destinat să rezolve problemele de reglare ale motoarelor de curent continuu alimentate cu convertizoare cu tiristoare.

Regulatorul permite reglarea tensiunii de ieșire a convertizoarelor cu tiristoare având subordonată și o buclă de reglare a curentului.

Caracteristici principale:

- Tensiunile de alimentare: +15 V  $\pm 2\%$  stabilizată (25 mA),  
-15  $\pm 2\%$  stabilizată (25 mA),  
+24 V nestabilizată (10 mA);
- Semnale de intrare:
  - la regulatorul de tensiune 1 mA;
  - la regulatorul de curent 0,12 mA;
- Tensiunea de ieșire 0...5 V (pe sarcină de 2 k $\Omega$ );
- Întârzierea la conectare  $t_f \approx 300$  ms;
- Timpul de integrare  $t_a \approx 6$  s;
- Temperaturile de funcționare:  $-25^\circ\text{C} \dots +55^\circ\text{C}$ ;

#### • Modulul traductor de curent SCR-2TC-01

Modulul conține 2 traductoare de curent cu izolare galvanică destinate obținerii de informații despre curenți.

Traductorul de curent măsoară căderea de tensiune pe un șunt parcurs de curentul continuu de măsurat; prelucrarea semnalului se face pentru o singură polaritate. Modulul asigură separarea galvanică; între semnalul de intrare și cel de ieșire. Fiecare traductor de curent este echipat cu un comparator.

Caracteristici principale:

- Tensiunile de alimentare: +15 V  $\pm 2\%$  stabilizată (20 mA),  
-15 V  $\pm 2\%$  stabilizată (30 mA),  
+24 V nestabilizată (10 mA);
- Valoarea șuntului: 75 m $\Omega$ ;
- Raportul de transfer: 0,02 V/mV;
- Eroarea maximă a raportului de transfer  $\pm 10\%$ ;
- Domeniul maxim de liniaritate 20...100 mV;
- Tensiunea de comparat: 0,75...15 V



— Semnal de ieşire comparat :

logic 0 0 V I măs. U comp.

logic 1 24 V I măs. U comp.

Detaliile constructive, metodele de reglare şi depanare, configuraţii de utilizare sînt prezentate în „*SISTEM DE COMANDĂ ŞI REGLARE TIP SCR-F-01 - CARTE TEHNICĂ*”, care se poate obţine de la Atelierul 100 din *IPRS - BĂNEASA*.

## BIBLIOGRAFIE

1. \* \* \* *Sistemi upravlennia tiristorami preobrazovateliami cistotl*, Energoizdat, Moskva, 1981.
2. B. R. Pelly, *Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters*, Willey, New York, 1971.
3. SIEMENS Application Note : Single-phase and Three-phase Controll with Triacs and Diaes, München, 1979.
4. \* \* \* *VEM Handbuch Leistungselektronik*, VEB Verlag Technik, Berlin 1983.
5. F. Burgum, E. B. G., Nijhof, A. Woodworth, *Gate turn-off Switch*, Electronic Components and Applications, vol. 2, pp. 194—202, nr. 4, 1980.
6. F. J. Burgum, *Basic GTO Drive Circuits*, Electronic Components and Applications, vol. 3, pp. 232—237, 1981.
7. A. Woodworth, *Understanding GTO Data as an Aid to Circuit Design*, Electronic Components and Applications, vol. 3, pp. 159—166, 1981.
8. H. Berg, W. Böstlering, W. Luse, *Gate Turn-off Thyristors (GTO) for New Power Converter Concepts*, AEG-TELEFUNKEN Industrial Applications Note, oct. 1984.
9. A. Silard and B. Kosa, *A Versatile Test-and-drive Circuit for GTO Thyristors*, International Journal of Electronics, vol. 59, pp. 187—191, nr. 2, 1985.
10. B. J. Baliga, D. Y. Chen (eds), *Power Transistors : Device Design and Applications*, New York, IEEE Press, 1984.
11. A. Silard, B. Kosa, *Circuit Offers Precision Chopper Control*, Electron Device News (EDN), p. 260, July 10, 1986.
12. M. Bodea ş.a., *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare*, vol. IV, Editura Tehnică, Bucureşti, 1985.
13. S. Negru,  $\beta U 217$ -circuit pentru comanda prin zero a aprinderii triacelor. Raport tehnic, IPRS-BĂNEASA, secţia 2400, 1988.
14. S. Negru,  $\beta L 120$  — circuit pentru comanda prin fază a triacelor/tiristoarelor. Raport tehnic, IPRS-BĂNEASA, secţia 2400, 1988.
15. S. Negru,  $\beta L 121$  — circuit pentru comanda prin zero a triacelor/tiristoarelor. Raport tehnic, IPRS-BĂNEASA, secţia 2400, 1988.
16. S. Negru, *TDA 1085* — procesor bipolar pentru controlul turaţiei motoarelor de c.a. Raport tehnic, IPRS-BĂNEASA, secţia 2400, 1988.
17. \* \* \* *Sistem de comandă şi reglare tip SCR-F-01*, carte tehnică, IPRS-BĂNEASA, ediţia I/1983.

### 9.1. Definirea și componența unui modul

Utilizarea dispozitivelor semiconductoare de putere în condiții optime de siguranță în funcționare presupune asigurarea unor sisteme eficiente de evacuare a căldurii și, este de dorit, existența unor sisteme de protecții la suprasarcini.

La începuturile fabricației dispozitivelor semiconductoare de putere asigurarea acestor sisteme era realizată de proiectanții și producătorii de echipamente, fapt ce a condus la o diversitate extremă de soluții constructive, marea majoritate neoferind o soluție optimă iar unele din ele fiind chiar necorespunzătoare din punct de vedere tehnic.

Treptat producătorii de componente semiconductoare și-au asumat și sarcina realizării sistemelor complementare dispozitivului semiconductor de putere (sistemul de răcire a dispozitivului, sisteme de protecții și sisteme de comandă). Această soluție care constituie în prezent o cale de dezvoltare cu o puternică pantă ascendentă asigură realizarea unor avantaje importante atât pentru producătorul de dispozitive semiconductoare cât și pentru utilizatorii lor și anume:

- realizarea unui înalt grad de tipizare și standardizare a sistemelor complementare dispozitivului semiconductor;
- simplificarea activităților de proiectare și execuție a echipamentelor cu semiconductoare de putere (producătorul de dispozitive asigură toate funcțiile complementare);
- creșterea siguranței în exploatare (producătorul asigură dispozitivul semiconductor de putere cu sisteme complementare ce garantează condiții optime de funcționare pentru dispozitiv);
- prin experiența acumulată la asigurarea sistemelor complementare, producătorul de semiconductoare lărgeste gama de produse oferite cu ansambluri de dispozitive interconectate capabile să asigure total sau parțial funcția de punte redresoare, contactor static, convertor etc.

Pentru descrierea acestei clase de produse (dispozitive semiconductoare și sistemele lor complementare) vom utiliza noțiunea de *modul de putere*.

Conform celor menționate anterior, componența unui *modul de putere* este următoarea:

- S.R. — *Sistemul de evacuare a căldurii disipate de dispozitivul semiconductor în timpul funcționării*



În mod uzual este format din radiatoare cu convecție naturală sau cu convecție forțată, realizate din aluminiu sau cupru.

În cazul radiatoarelor cu convecție forțată, circulația forțată a fluidului de răcire este asigurată fie cu un ventilator (în cazul răcirii cu aer) fie cu o pompă (în cazul răcirii cu lichide).

• **S.P. — Sistemul de protecție la suprasarcini**

În funcție de natura suprasarcinilor se folosesc siguranțe fuzibile (normale, rapide sau ultrarapide) pentru protecția la supracurenți; grupuri  $R-C$ , diode Zener, diode cu avalanșă controlată, diode supresoare, BOD-uri sau varistoare pentru protecția la supratensiuni tranzitorii, inductanțe pentru protecția la  $di/dt$  etc.

• **S.C. — Sistemul de comandă**

În cazul modulelor realizate cu tiristoare sau cu triace se pot livra și sistemele de comandă pe poartă realizate pentru mai multe tipuri de utilizări (de la variantele cele mai simple cu diac sau tranzistor unijuncțiune pînă la variantele complexe cu circuite integrate specializate pentru comanda pe poartă).

• **Sistemul de interconectare**

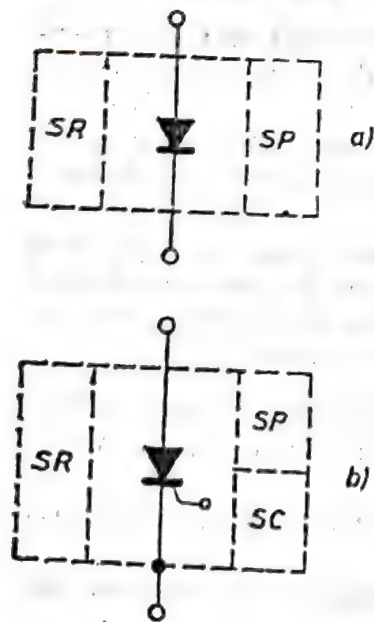
Montarea fără probleme a modului într-un echipament este asigurată de sistemul de interconectare format în general din bare de interconectare și susținere, borne, cose, papuci, trese etc.

Montajul modului în echipament se face prin strângere cu șuruburi. Conectarea electrică în echipament se realizează prin fire care se lipesc direct de conexiunile modului (pentru curenți mici) sau prin cabluri prevăzute cu papuci, cose etc.

## 9.2. Clasificarea modulelor

Diversitatea foarte mare în ceea ce privește variantele constructive și de interconectare a modulelor impune introducerea unei clasificări. Criteriul utilizat este cel al funcției complete pe care un modul de putere

o poate asigura într-un echipament. În baza acestui criteriu se pot pune în evidență următoarele tipuri de module:



• **MODUL REDRESOR.** Acest modul este format din unul sau mai multe dispozitive semiconductoare de putere conectate în serie sau paralel, fiind prevăzut cu un sistem propriu de evacuare a căldurii și cu un sistem de interconectare format din două borne. Modulul redresor poate fi echipat cu un sistem de comandă pe poartă sau cu un sistem de protecții (vezi figura 9.1.).

Fig. 9.1. Modul redresor necomandat cu sisteme de evacuare a căldurii și sistem de protecție (a) și comandat avînd un sistem de comandă (b).

• **MODUL CU PUNCT MEDIAN.** Acest modul este format din două dispozitive semiconductoare de putere conectate în serie, având un sistem unitar de evacuare a căldurii și un sistem de interconectare

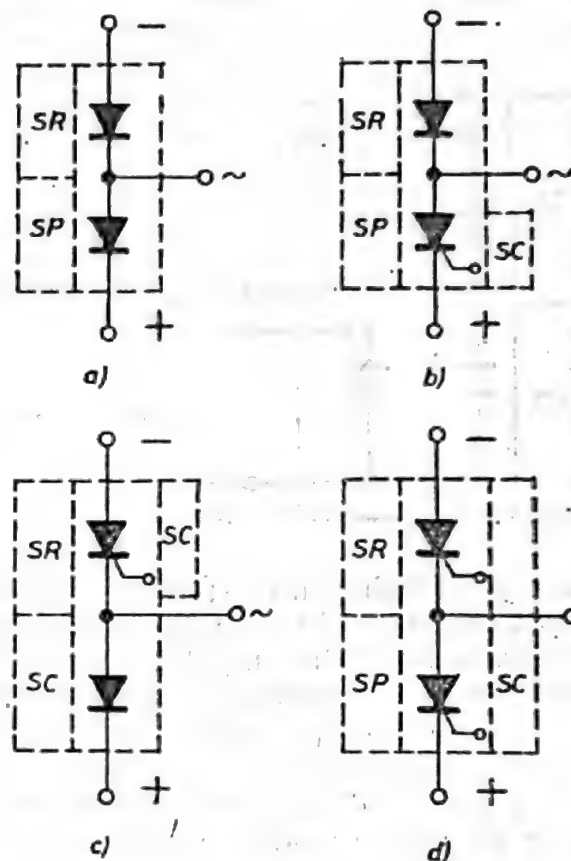


Fig. 9.2. Module cu punct median de tip diodă-diodă-MDD (a), diodă-tiristor MDT (b), tiristor diodă-MTD (c) și tiristor-tiristor-MTT (d).

format din trei borne. Modulul cu punct median poate fi echipat cu un sistem unitar de protecții și de comandă. În funcție de tipul dispozitivelor semiconductoare utilizate se cunosc module diodă-diodă (MDD), module diodă-tiristor sau tiristor-diodă (MDT, MTD) sau module tiristor-tiristor (MTT) (vezi figura 9.2.).

• **MODUL SEMIPUNTE REDRESOARE.** Acest modul este format din două sau mai multe dispozitive semiconductoare de putere, având anozii sau catozii conectați în comun; este prevăzut cu un sistem unitar de evacuare a căldurii și un sistem de interconectare format dintr-o bornă de curent continuu și mai multe borne de curent alternativ. Modulul semipunte redresoare poate fi echipat cu sisteme de protecții sau sisteme

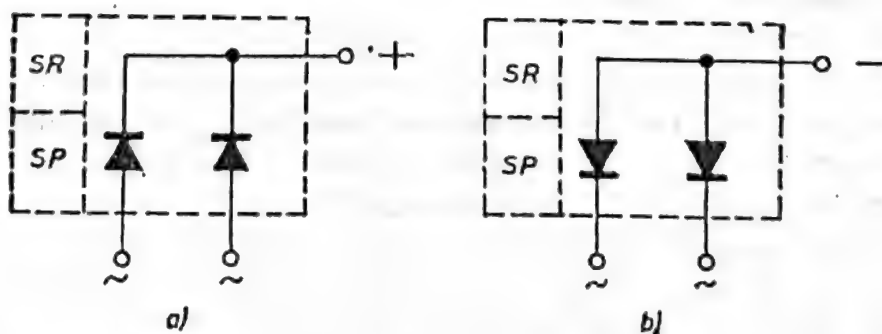


Fig. 9.3. Module semipunte redresoare pozitivă (a) și negativă (b).



de comandă pe poartă (vezi figura 9.3.). Utilizând două semipunți complementare (una cu anozii comuni și una cu catodii în comun) se poate realiza o punte redresoare completă.

• **MODUL PUNTE REDRESOARE.** Acest modul este format din mai multe dispozitive semiconductoare de putere interconectate într-o configurație de punte redresoare având un sistem propriu de eva-

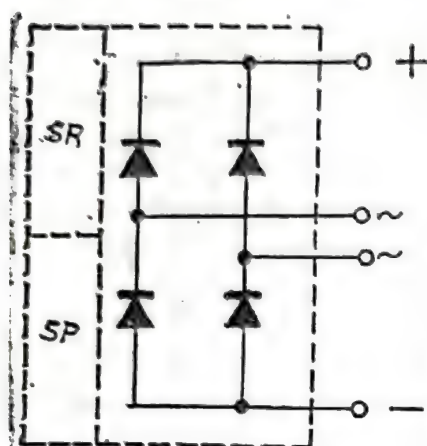


Fig. 9.4. Modul punte redresoare monofazat dublă alternanță.

cuare a căldurii și un sistem de interconectare format din două borne de curent continuu și mai multe borne de curent alternativ. Modulul punte redresoare poate fi echipat cu sisteme proprii de protecție și cu sisteme de comandă (în cazul punților redresoare comandate) (vezi figura 9.4.).

Clasificarea utilizată acoperă complet gama de fabricație realizată în **IPRS-BĂNEASA**.

În funcție de puterea maximă disipată de către dispozitivul semiconductor de putere modulele se clasifică în două grupe.

- module de *medie putere*, realizate cu dispozitive semiconductoare cu puterea disipată în gama 1...100 W.
- module de *mare putere*, realizate cu dispozitive semiconductoare cu putere disipată mai mare de 100 W.

### 9.3. Module de medie putere

Modulele de medie putere sînt realizate cu următoarele tipuri de dispozitive semiconductoare:

- diode, tiristoare și triace în capsula TO220;
- diode normale, rapide, cu avalanșă controlată în capsula DO4;
- diode normale, rapide, cu avalanșă controlată în capsula DO5;
- tiristoare și triace în capsula TO48;
- diode redresoare normale în capsula TO49;
- tiristoare normale și rapide în capsula B22;
- diode tip RAG și RA pentru aplicații auto;
- diode Zener în capsulele TO220, DO4, DO5.

### 9.3.1. Sisteme de evacuare a căldurii pentru modulele de medie putere

Utilizarea dispozitivelor semiconductoare în condiții de siguranță funcțională impune respectarea cu strictețe a valorilor limită de temperatură. Mai mult, și durata de bună funcționare a dispozitivului este condiționată de temperatura de lucru. În aceste condiții este necesară proiectarea și realizarea unui sistem optim de evacuare a căldurii disipate de dispozitiv în timpul funcționării. Tratarea superficială sau ignorarea acestor probleme a condus în multe cazuri la deteriorarea ireversibilă a dispozitivului prin ambalare termică.

Au fost asimilate sisteme de răcire corespunzătoare în variante constructive diverse, care permit o gamă largă de opțiuni în funcție de necesitățile utilizatorului (dimensiuni de gabarit, preț de cost etc.).

Dimensionarea sistemului de evacuare a căldurii se face cu ajutorul relației :

$$T_{vjmax} - T_{amax} = P_{tot} R_{thj-a} \quad (9.1)$$

în care  $T_{vjmax}$  este valoarea limită absolută maximă a temperaturii joncțiunii în timpul funcționării (dată în catalogul sau norma tehnică a dispozitivului),  $T_{amax}$  valoarea maximă a temperaturii ambiante la care urmează să funcționeze modulul (dată furnizată de utilizator) și  $P_{tot}$  puterea totală disipată de dispozitivul semiconductor (în regim de conducție, de blocare și de comutație). Această putere se calculează cu ajutorul datelor de catalog în condițiile reale de încărcare electrică;  $R_{thj-a}$  este rezistența termică globală între joncțiune și mediul ambiant.

O atenție specială se va acorda mărimii  $R_{thj-a}$ , având în vedere faptul că realizarea unei valori minime pentru acest parametru conduce la asigurarea unor condiții optime de funcționare.

Menționăm că producătorii de dispozitive semiconductoare de putere fac eforturi continue pentru ridicarea performanțelor dispozitivelor semiconductoare de putere: realizarea unor dispozitive cu  $T_{vjmax}$  cât mai mari (175°C...200°C), reducerea puterilor disipate în regim de conducție (diode Schottky) sau comutație (diode rapide).

Mărimea  $R_{thj-a}$  este cea prin care influența utilizatorului asupra fiabilității dispozitivului se manifestă cu pregnanță. Un dispozitiv cu o înaltă siguranță în funcționare având un sistem de evacuare al căldurii deficitar clachează înainte de vreme.

Rezistența termică  $R_{thj-a}$  este rezistența termică globală a modulului. Pentru a evalua influența fiecărui element din modulul de putere asupra modulului de evacuare a căldurii vom folosi modelul termic indicat în figura 9.5. Se observă că

$$R_{thj-a} = R_{thj-c} + R_{thc-k} + R_{thk-a} \quad (9.2)$$

relație în care  $R_{thj-c}$  este rezistența termică joncțiune-capsulă a dispozitivului semiconductor (mărime dată în foaia de catalog sau în norma tehnică a produsului);

$R_{thc-k}$  rezistența termică între capsulă și radiator (este determinată de contactul fizic dintre dispozitiv și radiator, fapt pentru care este numită adesea și rezistență termică de contact);



$R_{th\ k-a}$  rezistența termică radiator-ambiant.

Modelul este valabil pentru un regim staționar de funcționare. În cazul în care regimul de funcționare este caracterizat prin variații în timp



Fig. 9.5. Circuitul termic echivalent al modului - regim staționar.

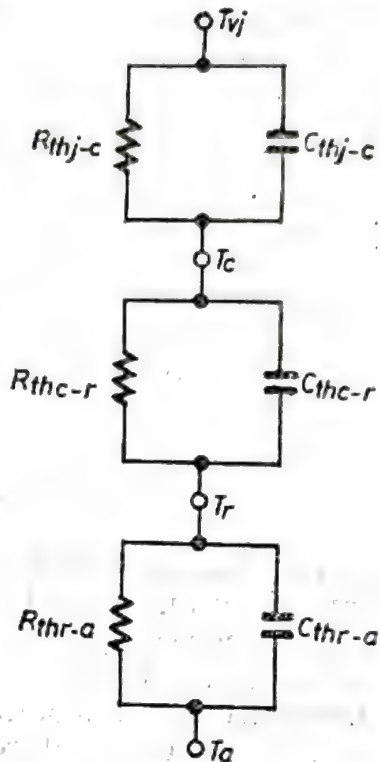


Fig. 9.6. Circuitul termic echivalent al modului - regim nestaționar.

considerabile ale puterii disipate este necesară luarea în considerare a fenomenelor termice tranzitorii. În acest caz relația (9.1) devine

$$T_{vj}(t) - T_a = P_{tot}(t)Z_{th\ j-a}(t) \quad (9.3)$$

relație în care  $Z_{th\ j-a}$  este impedanța termică tranzitorie globală a modului de putere. Modelul echivalent pentru regim termic tranzitoriu este reprezentat în figura 9.6. Se observă că

$$Z_{th\ j-a}(t) = Z_{th\ j-c}(t) + Z_{th\ c-k}(t) + Z_{th\ k-a}(t). \quad (9.4)$$

Avînd în vedere că  $R_{th\ j-c}$  (respectiv  $Z_{th\ j-c}$ ) sînt mărimi ce nu depind de construcția modului, vom analiza celelalte componente ale modelului termic echivalent.

- *Rezistența termică a contactului dintre dispozitiv și radiator* este o mărime dependentă de condițiile reale în care are loc montarea dispozitivului pe radiator.

Cea mai bună metodă de reducere a rezistenței termice de contact este dată de sudarea dispozitivului pe radiator cu aliaje de sudură. Din păcate metoda este utilizabilă pentru o gamă destul de restrînsă de dispozitive (tip RAG și RA). Soluția este folosită la realizarea punților redresoare trifazate pentru alternatoare auto.

Metoda cea mai utilizată de montare a dispozitivelor pe radiator este prin *presare* sau *strângere*. Presarea sau strângerea pe radiator se realizează fie prin intermediul șurubului capsulei cu un cuplu dat, fie prin utilizarea unor dispozitive de strângere auxiliare (arcuri, juguri etc.).

În acest caz rezistența termică a contactului depinde de o serie de factori ca :

- gradul de finisare al suprafețelor în contact;
- forța de apăsare sau strângere;
- utilizarea sau nu a unor paste conductoare termic la interfața dispozitiv—radiator;
- utilizarea sau nu a unor elemente izolatoare electric între dispozitiv și radiator.

Rezistența termică de contact poate să varieze cu 1 ... 2 ordine de mărime în raport cu acești factori, care sînt discutați mai jos.

#### a) Prelucrarea suprafețelor

În mod uzual gradul de finisare al suprafețelor în contact este definit de tipul de prelucrare (rugozitate) și de planeitatea suprafețelor în contact.

Pentru dispozitivele semiconductoare de putere, rugozitatea suficientă este 1,8 conform STAS 5730/1/75. Mărirea gradului de prelucrare peste această limită nu se justifică deoarece rezistența termică de contact nu se mai micșorează iar cheltuielile de producție cresc.

În ceea ce privește planeitatea, asigurarea unei abateri maxime de 0,02 ... 0,05 mm pentru 10 mm lungime a suprafeței de contact este suficientă pentru un contact termic corespunzător.

#### b) Paste termoconductoare

O îmbunătățire considerabilă a proprietăților termice ale contactului se obține prin folosirea pastelor termice de contact (pulberi metalice sau oxizi în amestec cu ulei silionic). Aceste paste au rolul de a înlocui transferul de căldură prin aerul din interstițiile de la interfață printr-un transfer mult mai eficient prin mediu termoconductiv.

#### c) Izolarea dispozitivului semiconductor față de radiator.

În situațiile în care este necesară izolarea electrică a dispozitivului semiconductor față de radiator se folosesc piese izolatoare realizate din mică, oxid de beriliu sau din alumina. Aceste piese introduc o rezistență

Tabelul 9.1

Materiale utilizate pentru realizarea izolatoarelor electrice între dispozitivul semiconductor de putere și radiator.

Material	Tip de capsulă	Groșime (mm)	$R_{thc-k}$ (°C/W)
Oxid de beriliu *	TO220	2,5 ... 2,8	1,2 ... 1,4
Mică **	TO220	0,15	5,2
	TO66	0,15	1,6
	DO4	0,15	3,1
Alumina	TO220	2	1,7

\* Oxidul de beriliu este un material toxic pentru organism. Este utilizat în special în construcții de module încapsulate.

\*\* Mica este materialul cel mai avantajos din punct de vedere economic și tehnologic.



termică de valoare mare (vezi tabelul 9.1), fapt pentru care utilizarea lor este restrânsă. În cazul folosirii pieselor izolatoare utilizarea pastelor termoconductoare este absolut obligatorie.

Pentru dispozitivele în capsule DO5, TO49, B22, TO48 utilizarea pieselor izolatoare este contraindicată.

În general, în situațiile în care utilizarea impune izolarea dispozitivelor de radiator, se recomandă folosirea modulelor cu capsulă izolată cum ar fi, de exemplu punți monofazate de tip 10PM-20PM module MDD, MDT, MTT.

#### d) Forța de apăsare

O importanță deosebită pentru asigurarea unui contact termic corespunzător între dispozitiv și radiator o prezintă forța de apăsare.

În cazul dispozitivelor cu capsulă cu șurub (DO4, DO5, TO48, KS, B22) această forță se realizează prin asigurarea cuplului de strângere recomandat (valoarea este dată de catalog sau de standardul tehnic de ramură), în condițiile unui filet și suprafețe a șurubului uscate.

*Atenție! Cuplul de strângere este o valoare limită absolută. Depășirea lui duce la degradarea mecanică a dispozitivului.*

Strângerea pe radiator se face numai cu CHEIE DINAMOMETRICĂ. În cazul dispozitivelor cu capsulă cu bază plată (TO220, TO66, RAG, etc.) montarea se face prin strângere cu ajutorul unor elemente auxiliare.

#### • Rezistența termică radiator—ambient

Rezistența termică radiator ambient este o funcție extrem de complexă ce depinde de o multitudine de factori (formă constructivă, finisare, natura mediului ambient, altitudine etc.).

Singura metodă exactă de evaluare a rezistenței termice radiator ambient o constituie măsurarea ei în condițiile concrete de utilizare. Cunoscând puterea disipată de dispozitiv, prin măsurarea temperaturii capsulei și a temperaturii ambiante se obține rezistența termică

$$R_{th\ t-a} = \frac{T_c - T_a}{P_d} \quad (9.4)$$

Radiatorul asigură evacuarea căldurii disipate de dispozitiv prin trei mecanisme de transfer de căldură

- conducție;
- convecție;
- radiație.

Căldura disipată de dispozitivul semiconductor este transferată prin suprafața de contact la radiator. Prin conducție, această căldură este transferată spre suprafața radiatorului.

Eficiența transferului prin conducție este determinată de natura materialului din care este realizat radiatorul precum și de forma constructivă a acestuia. Relația ce descrie transferul prin conducție este o ecuație de tip Fourier:

$$Q_K = K \frac{A}{L} \nabla T \quad (9.5)$$

în care  $K$  este conductivitatea termică a materialului,  $A$  suprafața prin care se transferă căldura,  $L$  lungimea traseului termic, iar  $\nabla T$  gradientul de temperatură pe traseul termic.

Calculul exact al transferului termic prin conducție este realizabil prin metode matematice uzuale (integrare analitică sau prin metode numerice) însă necesită un volum mare de muncă.

Tabelul 9.2

Conductivitatea termică a materialelor utilizate în construcția modulelor.

Material	Conductivitate termică (W/°C cm)
diamant	6,3
argint	1,97
aur	2,98
aluminiu	1,38
alamă	1,16
cupru	3,91
oțel	0,16...0,47
titan	0,08
oxid de beriliu	1,97
rășină epoxi	$1,9 \cdot 10^{-3}$
rășină epoxi termoconductoare	$7,8 \cdot 10^{-3}$
aer	$2,7 \cdot 10^{-4}$

În Tabelul 9.2 se dau valorile conductivităților termice pentru materialele utilizate în realizarea modulelor.

Din examinarea datelor din tabelul 9.2. rezultă că materialul cu cele mai bune performanțe termoconductoare este diamantul. Prețul prohibitiv al acestui material exclude posibilitatea utilizării lui în construcția modulelor de putere. Compromisul optim între performanțe și prețul de cost este realizat în cazul cuprului și aluminului. Aceste materiale prezintă de asemenea și avantajul unei procesări mecanice relativ simple (extrudare și ștanțare) fapt care contribuie la realizarea radiatoarelor în condiții de eficiență economică ridicată.

Transferul căldurii de la suprafața radiatorului la mediului ambiant se face prin două mecanisme — radiație și convecție.

Transferul prin radiație este descris de o lege de tipul

$$Q_r = FS(T_K^4 - T_A^4)\epsilon\sigma \quad (9.6)$$

în care  $F$  este factorul de ecranare și exprimă influența reciprocă a două suprafețe radiante aflate în proximitate,  $S$  suprafața radiatorului,  $\epsilon$  coeficientul de radiație termică,  $\sigma$  constanta lui Boltzmann, iar  $T_K$ ,  $T_A$  temperatura radiatorului și temperatura ambiantă.

Optimizarea transferului prin radiație se poate realiza prin următoarele căi :

— realizarea unui radiator cu o suprafață cât mai mare la un volum dat de material;

— realizarea unei distanțe optime între două suprafețe (aripioare) ale radiatorului astfel ca efectul reciproc să fie minim (în acest caz  $F \approx 1$ );



— creșterea coeficientului de radiație termică al întregii suprafețe a radiatorului prin eloxare, mătuire, lăcuire, etc. Alumiul eloxat are  $\varepsilon \approx 0,8$  în comparație cu  $\varepsilon \approx 0,04$  pentru alumiul lustruit;

— realizarea unui radiator care să transfere cu un gradient cât mai mic de temperatură căldura prin conducție (cu cât  $T_K$  este mai mare cu atât eficiența radiației este mai mare).

Transferul prin convecție este descris de o lege de tipul

$$Q_c = hS(T_K - T_A) \quad (9.7)$$

în care  $h$  este coeficientul de convecție,  $S$  suprafața radiatorului,  $T_K$  și  $T_A$  temperaturile radiatorului și temperatura ambiantă.

Coeficientul de convecție este o mărime globală ce definește transferul de căldură pe unitatea de arie între o suprafață solidă și un mediu fluid. Această mărime este o funcție dependentă de natura fluidului, de viteza de curgere a fluidului, de natura curgerii fluidului (laminar, turbulent etc.). Pentru convecția forțată, acest coeficient este de cca. 5...10 ori mai mare decât pentru convecția naturală. În acest regim transferul de căldură prin radiație devine neglijabil. (Un radiator proiectat pentru convecție naturală disipă cca. 30% din cantitatea de căldură prin radiație. În cazul convecției forțate, aceasta scade la 2—3%).

#### Reguli pentru optimizarea transferului de căldură:

- în convecție naturală, radiatorul se amplasează cu dimensiunea cea mai mare în plan vertical; gradientii de temperatură vor asigura formarea unor curenți de aer ascendenți ce îmbunătățesc atât convecția cât și radiația;

- în cazul în care modulele se montează în carcase închise sau dulapuri, acestea vor fi prevăzute cu perforații deasupra și dedesubtul radiatorilor pentru a permite circulația aerului de răcire;

- în cazul în care se utilizează ventilația forțată, se vor limita pierderile de debit în lungul traseului termic. Modulele se vor monta în circuitul de răcire în ordinea crescătoare a puterii disipate;

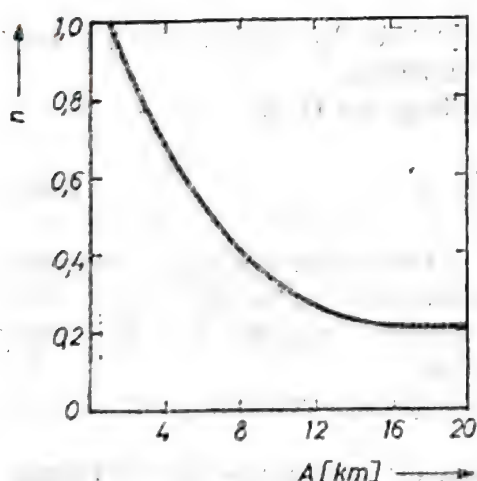


Fig. 9.7. Coeficientul de convecție al disipației de putere în funcție de altitudinea de lucru ( $n$  este raportul dintre  $R_{th} f_{-a}$  la altitudinea  $A$  și  $R_{th} f_{-a}$  la  $A = 1$  km).

- în cazul utilizării la altitudini mai mari de 1000 m, pentru regimul de convecție naturală este necesară introducerea unei corecții pentru valoarea rezistenței termice radiator-ambiant conform figurii 9.7.

### 9.3.2. Sisteme de protecție la suprasarcini

Problemele specifice ale protecției dispozitivelor semiconductoare de putere au fost analizate în *Capitolul 7*.

În cazul modulelor de putere principiile de dimensionare ale elementelor de protecție sînt aceleași.

Pentru suprasarcini de curent sistemul de protecție poate fi format din siguranțe fuzibile. Protecția se poate face individual (pe fiecare dispozitiv al modului), pe bornele de fază sau pentru întreg modulul.

Pentru suprasarcini de tensiune sistemul de protecție poate fi format din :

- grupuri *RC* montate în paralel în cazul unor suprasarcini de tensiuni tranzitorii cu energie mică. Protecția poate fi individuală sau globală.
- diode Zener sau diode cu avalanșă controlată pentru suprasarcini de energie mare. Protecția poate fi individuală sau globală.
- varistoare pentru suprasarcini de energie mare. Protecția poate fi individuală sau globală.
- *BOD*-uri — pentru protecția tiristoarelor. Protecția este individuală.

### 9.3.3. Sistemele de comandă

Problemele specifice de comandă sînt tratate în *Capitolul 8*, „Circuite de comandă”.

Menționăm doar faptul că modulele de putere pot fi dotate cu circuite complexe care asigură impulsurile de comandă pentru toate dispozitivele din modul.

### 9.3.4. Diode și tiristoare montate pe radiator placă

Cel mai simplu sistem de răcire pentru dispozitivele de medie putere îl reprezintă o placă metalică. În funcție de condițiile reale de încărcare

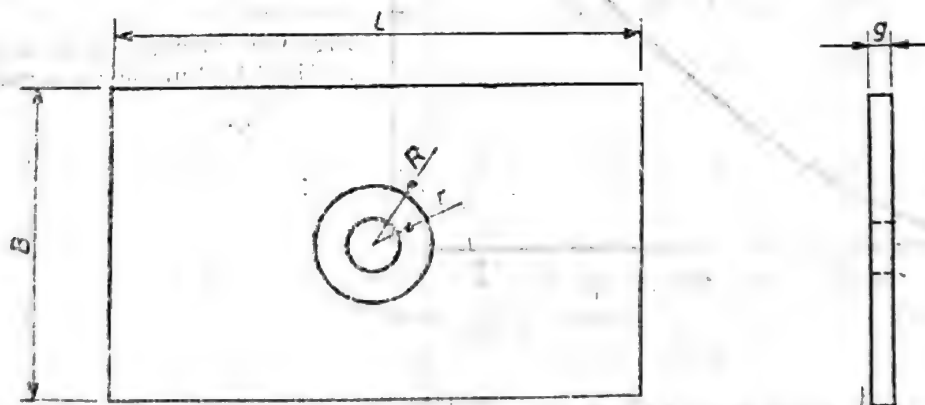


Fig. 9.8. Elemente constructive pentru radiator placă.

ale dispozitivului (temperatură ambiantă maximă, putere disipată maximă) se pot determina dimensiunile radiatorului placă (vezi figura 9.8.) folo-



sind relațiile

$$R_{th\ j-a} = \frac{T_{ejmax} - T_{Amax}}{P_{tot}}, \quad (9.8)$$

$$R_{th\ j-a} = R_{th\ j-c} + R_{th\ c-k} + R_{th\ k-a}, \quad (9.9)$$

$$R_{th\ k-a} = 3,5 \cdot 10^4 \frac{C}{LB} + M_1 \frac{1}{g} \left( M_2 + 0,2 \lg \frac{g}{R^2 - r^2} \right). \quad (9.10)$$

Mărimile  $T_{ejmax}$ ,  $R_{th\ j-c}$  sînt date în foaia de catalog sau *STR*-ul dispozitivului semiconductor.

Mărimile  $T_A$  și  $R_{th\ c-k}$  sînt precizate de condițiile reale de funcționare și montaj.

Mărimea  $P_{tot}$  se calculează în funcție de încărcarea electrică a dispozitivului.

Relațiile (9.8) și (9.9) permit calcularea valorii maxime pentru rezistența termică  $R_{th\ k-a}$ .

Relația (9.10) permite dimensionarea radiatorului placă. În această relație:

—  $L$ ,  $B$  și  $g$  sînt lungimea, lățimea și respectiv grosimea radiatorului placa (toate exprimate în mm);

—  $C$  este un factor de corecție dependent de raportul  $L/B$ . Variația factorului  $C$  în funcție de raportul  $L/B$  este dată în figura 9.9;

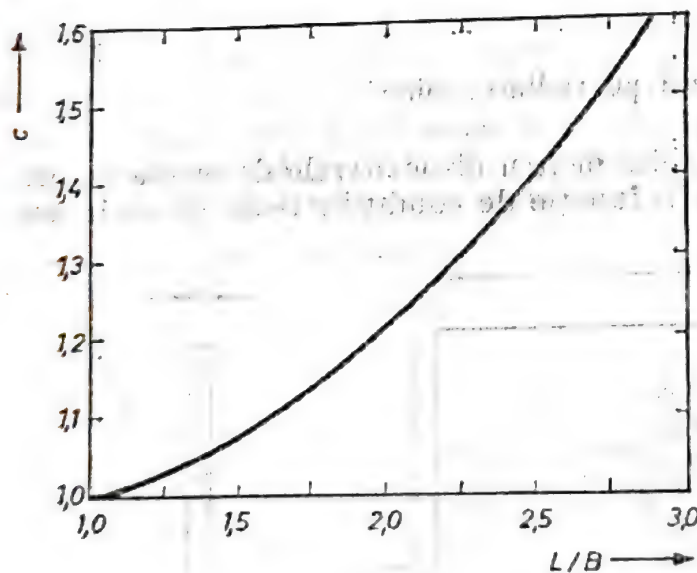


Fig. 9.9. Variația factorului de corecție  $C$  în funcție de raportul  $L/B$ .

—  $R$  este raza maximă a cercului circumscris suprafeței de contact a dispozitivului cu radiatorul;

—  $r$  este raza găurii de prindere a dispozitivului pe radiator;

—  $M_1$  și  $M_2$  sînt factori ce depind de natura materialului (pentru materialele uzuale valorile lui  $M_1$  și  $M_2$  sînt date în tabelul 9.3).

Valorile coeficienților  $M_1$  și  $M_2$  pentru materialele uzuale în construcția radiatoarelor

Material	Cupru	Aluminiu	Oțel
$M_1$	3,5	5,5	12,5
$M_2$	1	0,96	0,88

În cazul în care este necesară montarea mai multor dispozitive semiconductoare pe același radiator tip placă, dimensionarea acestuia se face astfel:

a) — se calculează dimensiunile radiatorului placă pentru fiecare dispozitiv (rezolvînd sistemul de ecuații 9.8, 9.9 și 9.10) alegînd materialul și grosimea.

b) — se calculează dimensiunile radiatorului prin adînșirea dimensiunilor obținute la punctul a).

Radiatoarele tip placă sînt utilizabile în condiții rezonabile de gabarit pentru dispozitive semiconductoare de medie putere cu  $P_{tot} = 30...40$  W.

### 9.3.5. Module de medie putere cu radiator de tip U

Radiatoarele de tip U sînt realizate din profile de aluminiu de tip U. Dimensiunile și forma constructivă sînt date în figura 9.10. Caracteristicile termice ale acestor radiatoare sînt date în figura 9.11.

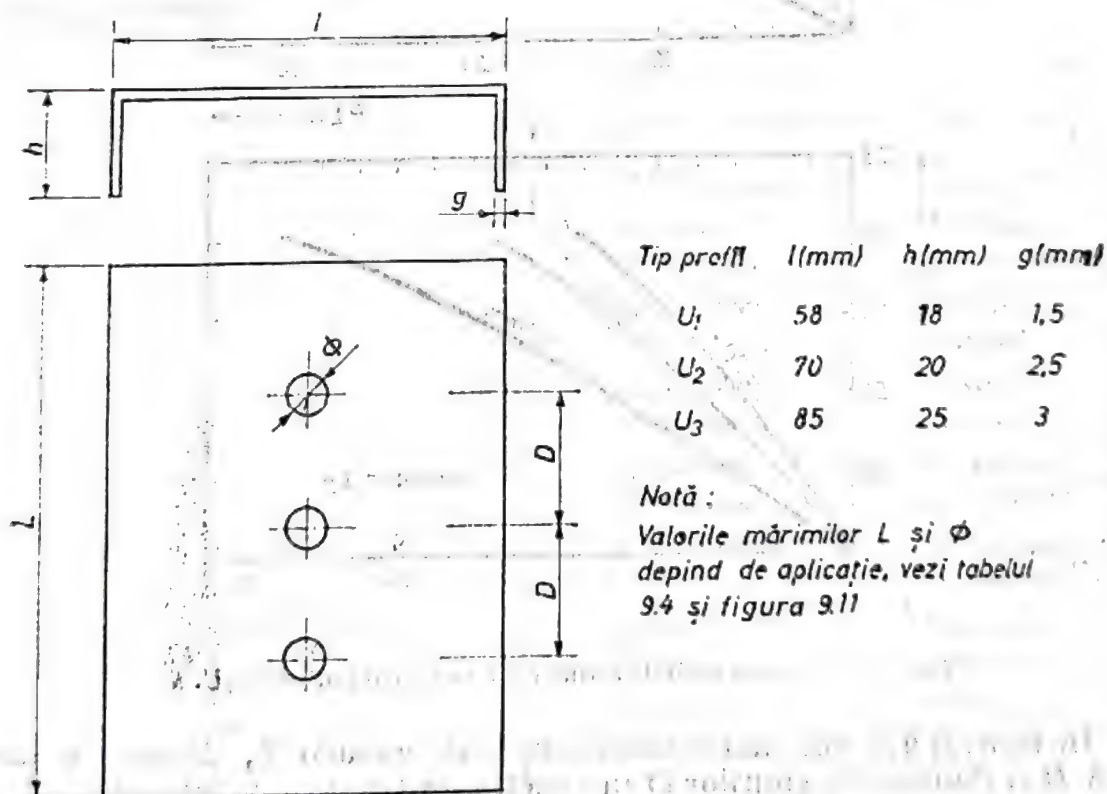


Fig. 9.10. Radiatoare de tip U. Dimensiuni tipice.



Radiatoarele tip **U** sînt utilizate pentru realizarea modulelor redresor (cu un dispozitiv montat pe un radiator), semipunților monofazate (cu două dispozitive montate pe un radiator) sau semipunților trifazate (cu trei dispozitive montate pe un radiator).

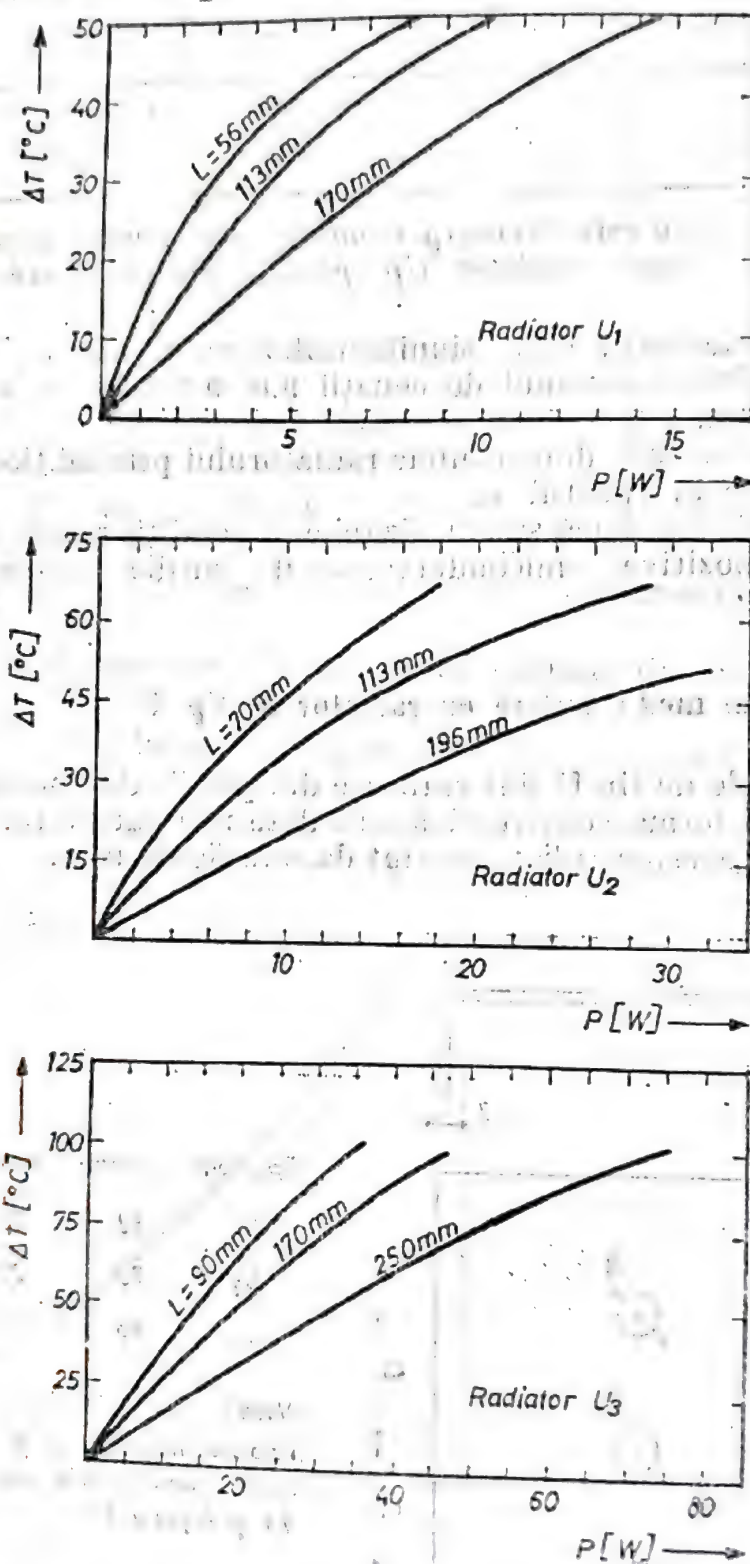


Fig. 9.11. Caracteristicile termice ale radiatoarelor de tip  $U$ .

În tabelul 9.4 sînt date dimensiunile de gabarit  $L$ , distanțele între găuri  $D$  și diametrele găurilor  $\varnothing$  în funcție de tipul de modul și tipul de capsulă utilizat.

Tabelul 9.4,

Dimensiunile recomandate în realizarea modulelor cu profile tip U ( $L$  — lungimea radiatorului,  $D$  — distanța între găuri,  $\emptyset$  — diametrul găurii) în funcție de tipul de modul și tipul de capsulă

Tip modul	Tip profil	Tip capsulă	Nr. dispozitive	$L$ (mm)	$D$ (mm)	$\emptyset$ (mm)
modul redresor	$U_1$	D04	1	56	—	5,2
modul redresor	$U_1$	TO220	1	56	—	3,2
modul redresor	$U_2$	D04	1	70	—	5,2
modul redresor	$U_2$	D05	1	70	—	6,2
modul redresor	$U_3$	D05, TO48	1	90	—	6,2
semipunte monofază	$U_1$	D04	2	113	28	5,2
semipunte monofază	$U_1$	TO220	2	113	28	3,2
semipunte monofază	$U_2$	D04	2	113	28	5,2
semipunte monofază	$U_3$	D05	2	170	45	6,2
semipunte trifază	$U_1$	TO220	3	170	45	3,2
semipunte trifază	$U_2$	D04	3	196	88	5,2
semipunte trifază	$U_3$	D05, TO48	3	250	125	6,2

Radiatorul se amplasează cu dimensiunea cea mai mare în plan vertical. Prin eloxare neagră  $R_{th\ k-a}$  a radiatorului se îmbunătățește cu circa 10—15%.

La realizarea unui redresor cu module U distanța dintre două module trebuie să fie de minim 30 mm.

### 9.3.6. Module de medie putere cu radiatoare A60 sau A80

Radiatoarele de tip A60 și A80 sînt realizate din profilul tip A (vezi secțiunea în figura 9.12.). Este radiatorul cel mai performant la volumul și masa respectivă.

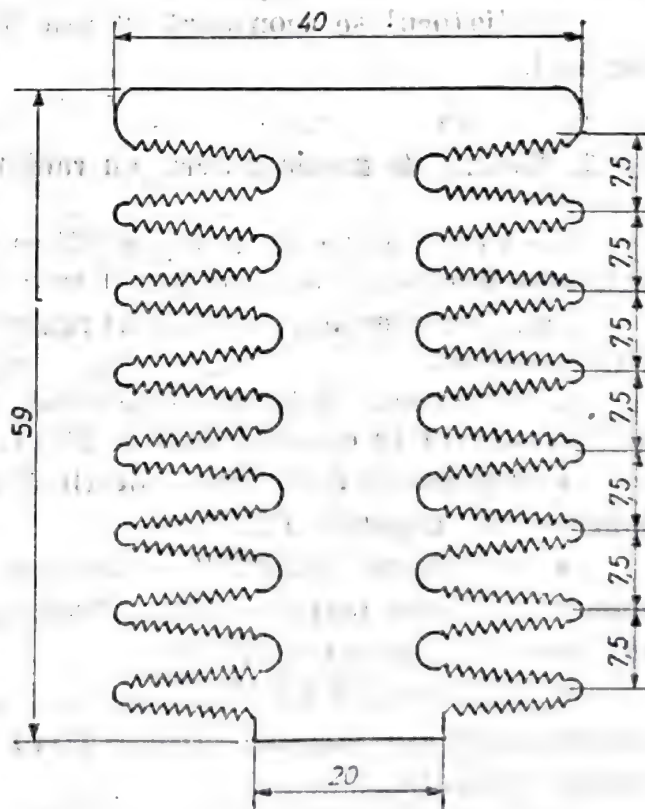


Fig. 9.12. Profil din aluminiu extrudat de tip A.



Dimensiunile și forma constructivă sînt prezentate în figura 9.13.

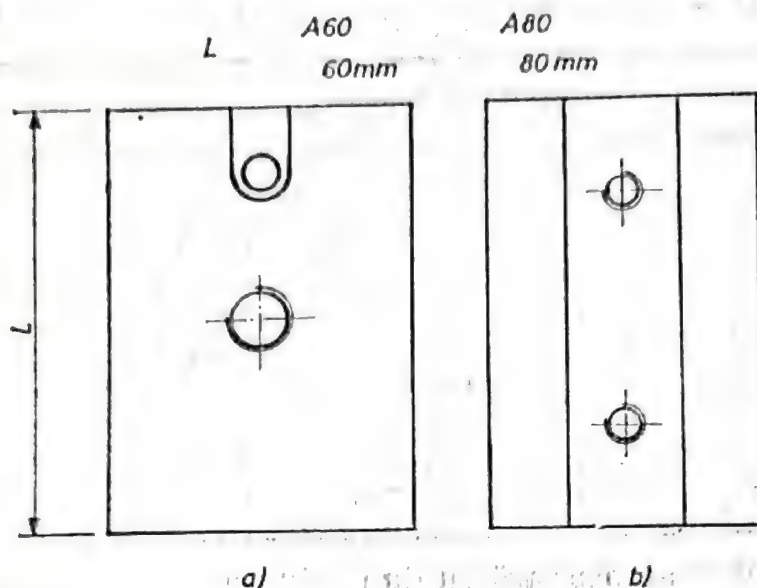


Fig. 9.13. Radiatoare de tip A60 și A80. Dimensiuni și formă constructivă: (a) Vedere de sus; (b) Vedere de jos.

Radiatoarele A60 și A80 sînt recomandate pentru diodele în capsulă DO4 și DO5 și tiristoarele în capsulă TO48. Zona de contact este prelucrată pentru un grad de rugozitate 1,8. Radiatoarele sînt prevăzute cu un sistem de borne care asigură o conectare fără probleme în echipament (papuc, cosă sau fir lipit). De asemenea, pentru creșterea eficienței radiatoarele sînt eloxate negru.

Radiatorul se montează în așa fel încît aripioarele să fie în plan vertical.

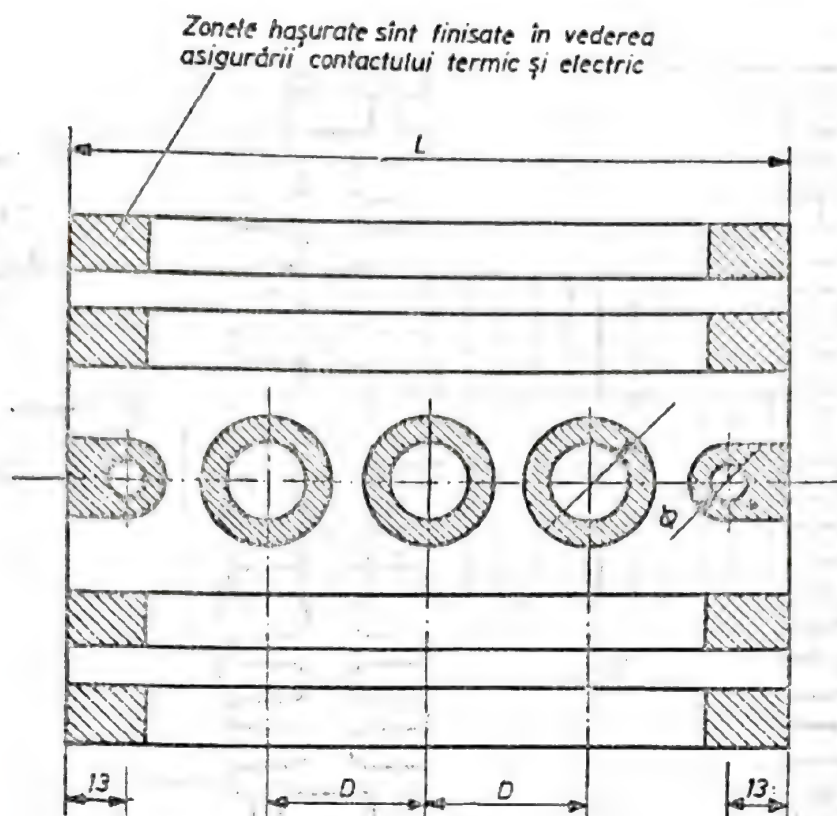
### 9.3.7. Module de medie putere cu radiatoare de tip KNF

Seria de radiatoare de tip KNF este realizată din profil de aluminiu extrudat (secțiunea acestui profil este dată în figura 9.16, pag. 252).

Radiatoarele de tip KNF sînt realizate (vezi figura 9.14) în 4 variante constructive:

- radiatorul *KNF90* — destinat diodelor în capsulă TO49, DO5 și tiristoarelor în capsulă B22 și TO48;
- radiatorul *KNF116* — destinat diodelor în capsulă TO49 și tiristoarelor în capsulă B22;
- radiatorul *KNF232* — destinat montajului a două dispozitive semiconductoare (capsule DO5, TO49 sau B22) [pentru modul semipunte sau modul cu punct median];
- radiatorul *KNF348* — destinat montajului a trei dispozitive semiconductoare (în capsulă DO5, TO49 sau B22) pentru module semipunte trifazată;

În figura 9.15 se dau caracteristicile termice.



- Tip radiator	KNF 90	KNF 116	KNF 232	KNF 318
- $L$ (mm)	80	116	232	348
- $D$ (mm)	-	-	116	58
- Nr găuri	1	1	2	3
- $\phi$ (mm)				
- Pt. D05, T048	6,2	6,2	6,2	6,2
- Pt. T049	12,2	12,2	12,2	12,2

Fig. 9.14. Radiatoare de tip KNF. Dimensiuni.

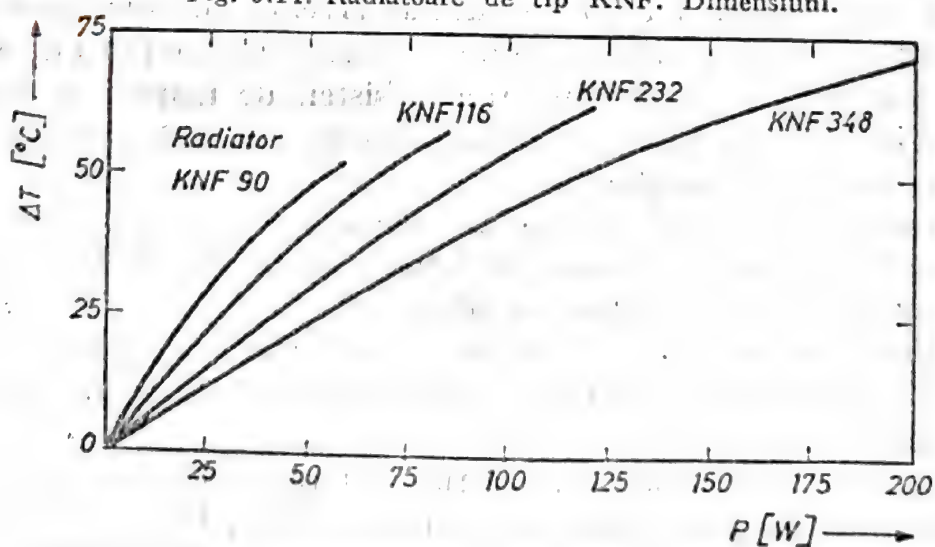


Fig. 9.15. Caracteristici termice ale radiatoarelor de tip KNF.



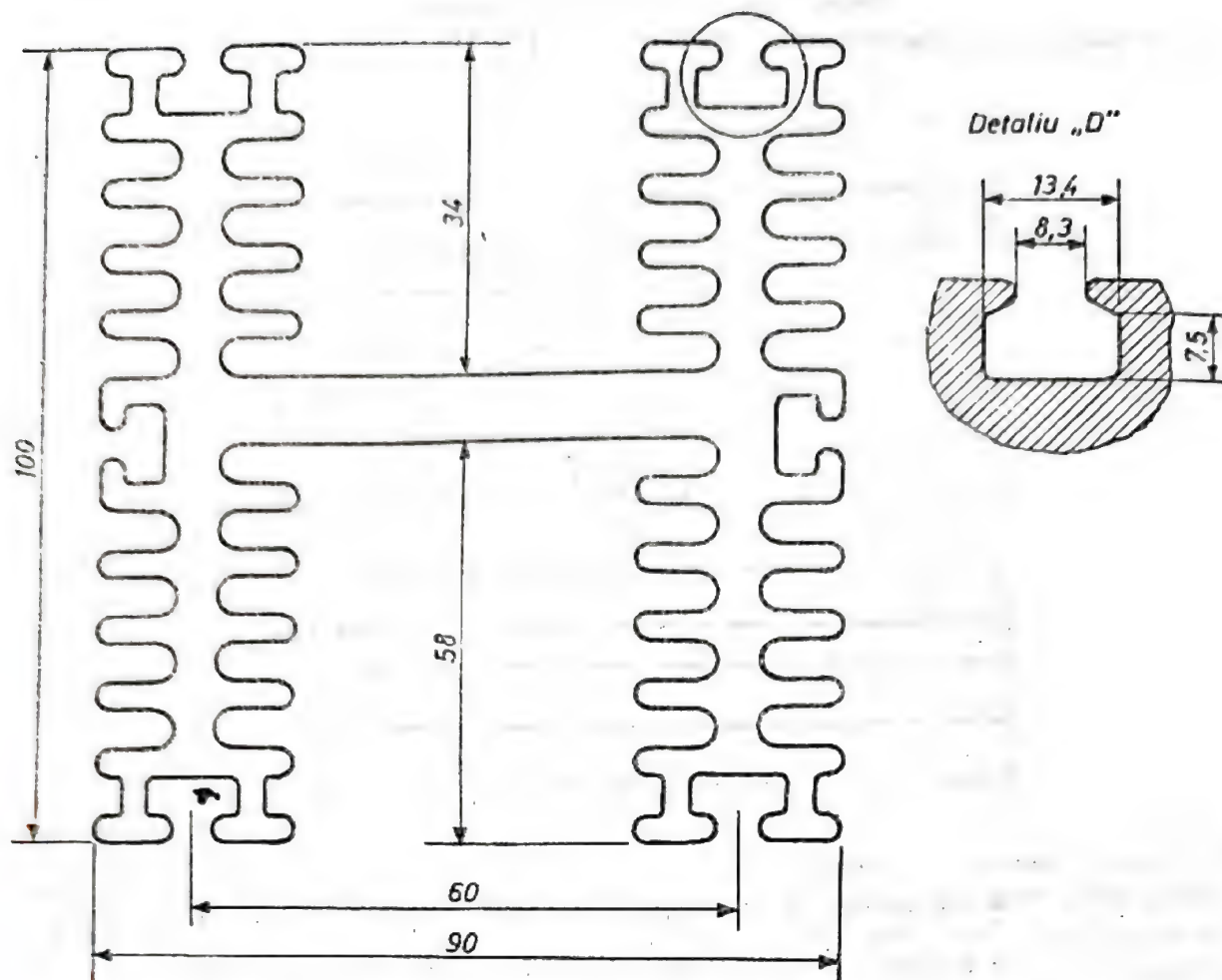


Fig. 9.16. Profil din aluminiu extrudat de tip KNF (secțiune).

### 9.3.8. Module de medie putere cu punct median

Modulele de medie putere cu punct median sînt realizate într-o variantă monobloc cu radiator propriu izolat electric față de dispozitivele semiconductoare conținute.

Construcția acestor module asigură un nivel de performanțe deosebit, gabarit foarte mic, fiabilitate excelentă în special la solicitarea de oboseală termică (contactele sînt de tip presat), sistem de montaj și conectare simplu. Modulele sînt realizate într-o singură variantă constructivă cu mai multe variante funcționale;

- modul  $TT$  (modul tiristor — tiristor);
- modul  $TD$  sau  $DT$  (modul tiristor — diodă sau diodă — tiristor);
- modul  $DD$  (modul diodă — diodă).

Folosind două sau trei astfel de module compacte montate pe un radiator tip  $KM$  (vezi figura 9.17.) se pot obține punți redresoare monofazate sau trifazate.

Caracteristicile termice ale acestui radiator sînt date în figura 9.18.

În funcție de tipurile de module utilizate ( $TT$ ,  $DT$ , sau  $DD$ ) puntea redresoare poate fi comandată, semicomandată sau necomandată.

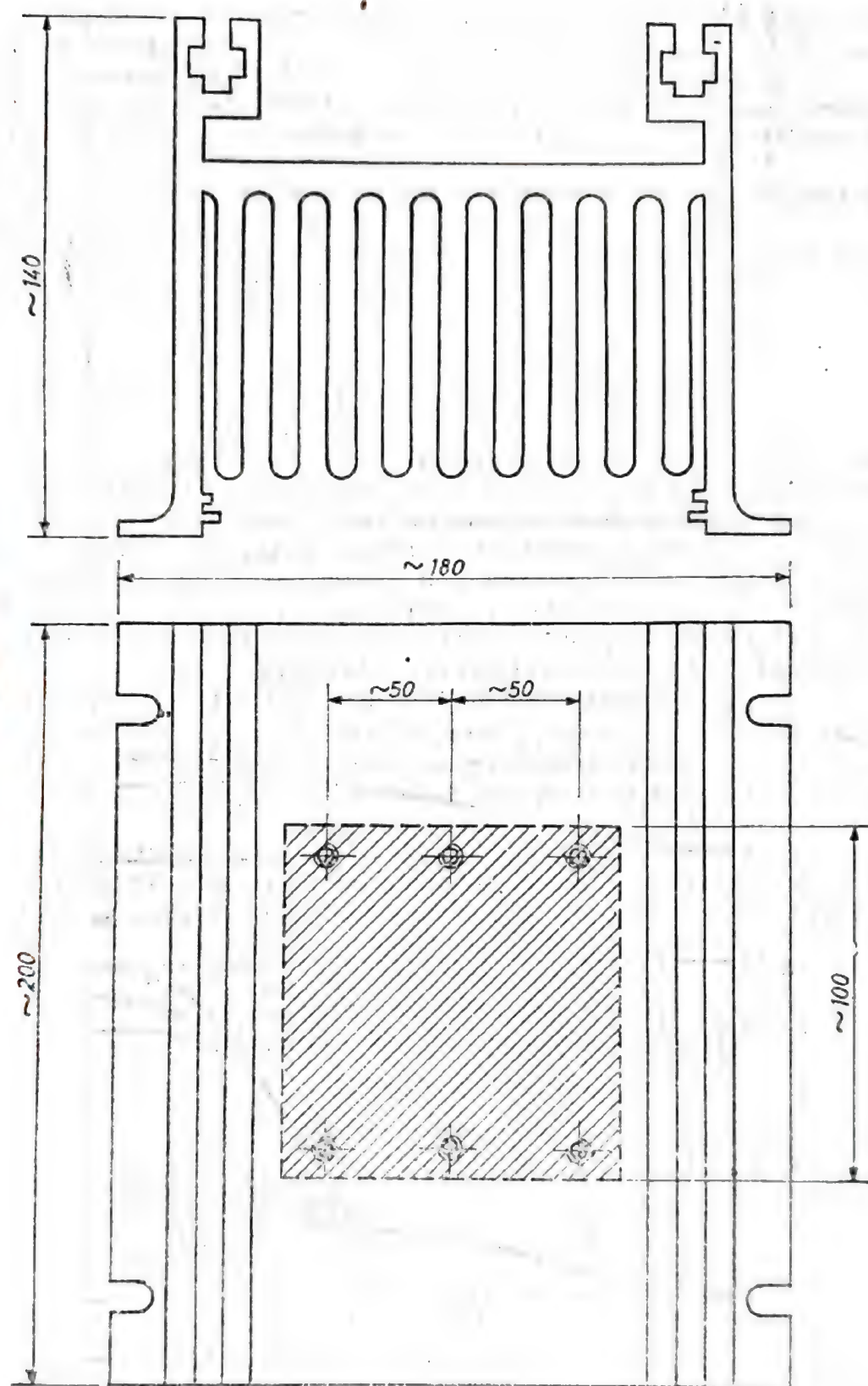


Fig. 9.17. Radiator tip KM pentru module cu punct median.



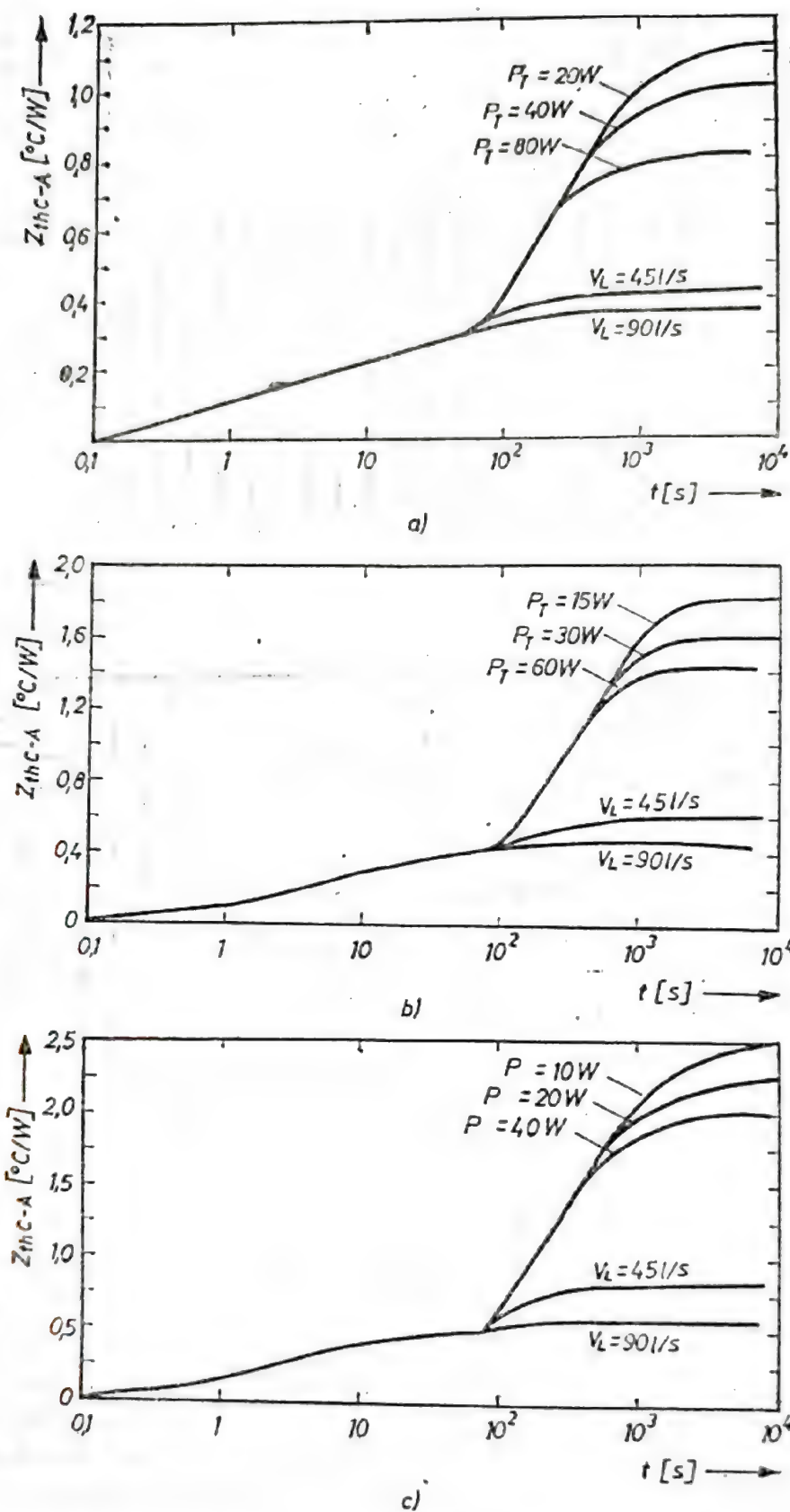


Fig. 9.18. Impedanța termică tranzitorie a radiatorului KM în funcție de puterea disipată de un dispozitiv din modul (la convecția naturală la  $T_a = 45^{\circ}C$ ) sau în regim de ventilație forțată la  $T_a = 35^{\circ}C$ : (a) Un modul montat pe radiator; (b) Două module montate pe radiator; (c) Trei module montate pe radiator.

Avantajul major al acestei soluții constă în faptul că un singur radiator (izolat electric față de dispozitivele semiconductoare din punte) asigură disiparea întregii puteri. Montajul modulelor pe radiator se face simplu, utilizând câte două șuruburi M5. *Este obligatorie utilizarea unei paste termoconductive între modul și radiator* pentru minimizarea rezistenței termice de contact.

Conectarea modulului în circuit se realizează simplu cu cabluri prevăzute cu papuci  $\varnothing 5$ .

Elementele de protecție și sistemul de comandă pot fi de asemenea montate pe radiator, fapt ce contribuie la realizarea unor gabarite extrem de avantajoase.

### 9.3.9. Punți redresoare monofazate de medie putere

Pentru o serie de aplicații în domeniul bunurilor de larg consum și unele aplicații industriale este extrem de avantajoasă utilizarea punților monofazate în construcție monobloc (preț de cost, gabarit etc.).

Pentru alimentatoarele de curent continuu în gama 1...6 A există 4 variante de punți redresoare monofazate (*IPM*, *B...*, *C1500 3PM* și *4PM*). Se montează în mod uzual pe circuite cablaj-imprimat prin lipire cu ciocanul de lipit. Având în vedere că majoritatea căldurii disipate de diodele punții este transferată prin conducție termică în circuitul imprimat este bine să se respecte următoarele recomandări :

- punțile vor fi montate cât mai aproape de cablajul imprimat asigurându-se astfel o minimizare a rezistenței termice a terminalelor;
- zona de contactare pe cablaj pentru fiecare terminal va avea o suprafață suficient de mare pentru a facilita un bun transfer de căldură spre cablajul imprimat;
- în cazul utilizării punților *3PM* și *4PM* se recomandă atașarea unui radiator suplimentar din cupru sau din aluminiu (vezi figura 9.19).

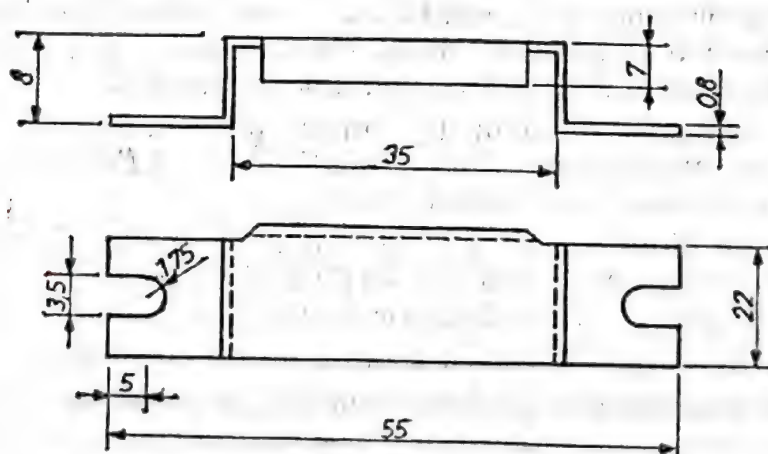


Fig. 9.19. Radiator pentru punte monofazată 3PM.

Pentru sursele de curent continuu în gama 10...20 A se recomandă utilizarea punților monofazate tip *10PM* și *20PM*.

Acste punți prezintă avantajul unor gabarite mici, în condițiile în care capsula este izolată electric de dispozitivele semiconductoare ce compun puntea. Este suficientă utilizarea unui radiator pentru disiparea întregii puteri disipate de punte.



Radiatoarele uzuale pentru punțile monofazate de tip *10PM* și *20PM* sînt radiatoarele de tip placă, radiatoarele de tip U, radiatoarele de tip *A60* și *A80*. Este obligatorie utilizarea unei paste termoconductoare la interfața capsulă punte-radiator.

Montarea punții pe radiator se face prin stringere cu șurub *M4* (în cazul punții tip *10PM*) sau *M6* (în cazul punții tip *20PM*).

Conectarea electrică a punții în circuit se face fie prin fire lipite fie cu fire cu papuci.

### 9.3.10. Punți redresoare trifazate pentru alternatoare

O clasă specială de module redresoare de medie putere o reprezintă punțile redresoare trifazate pentru alternatoare auto. Sînt realizate prin asamblarea a două semipunți (o semipunte cu diodele conectate cu catodul la radiator). Radiatoarele sînt realizate din profile din aluminiu extru-

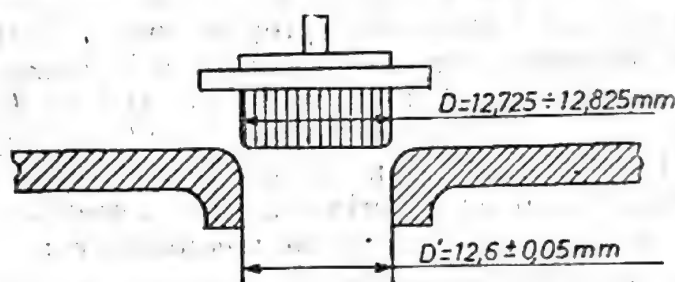


Fig. 9.20. Detaliu de radiator pentru diode tip *press-fit*.

date sau din aliaje de aluminiu injectate. Diodele redresoare pentru realizarea punților auto sînt diode tip *press-fit* (diode *RA*) și diode tip *buton* (diode *RAG*).

Diodele tip *press-fit* se montează în radiator prin presare. Suprafața laterală a acestor diode este randalinată; radiatorul are prevăzute lăcașuri precise în care se presează dioda (vezi figura 9.20). Se asigură astfel o rezistență termică și electrică de contact foarte mică.

Pentru montarea diodelor tip *buton* pe radiator se folosesc două tehnici: sudură cu aliaje moi (aliaje *Sn63Pb37* — *LP63* sau *Sn96,5 Ag3,5*) sau presare cu un sistem de arcuri elastice.

Varianta cu diode sudate pe radiator este utilizată la realizarea punților redresoare trifazate auto tip *40PT2* și *60PT2*. Pentru asigurarea sudabilității cu aliaje moi pe radiator se utilizează două tehnologii:

- acoperirea electrochimică a aluminiului cu nichel;
- acoperirea electrochimică selectivă cu cupru în zona de montaj a diodelor.

La punțile redresoare trifazate tip *45PT2* contactul dintre diode și radiatoare este asigurat de sisteme de arcuri elastice. Presiunea de contact este asigurată prin stringere cu un șurub la un cuplu controlat.

Evacuarea căldurii de la radiator la mediul ambiant se face prin ventilare forțată pe alternator (alternatoarele au în general o paletă ventilator atașată la fulia de antrenare a rotorului). Sistemul de conexiuni al punților redresoare trifazate auto este format în general din două șuruburi de dimensiuni diferite (*M6* pentru borna plus, *M5* pentru borna de masă)



care folosesc și la montajul mecanic al punții pe alternator. Bornele de fază sînt realizate din conexiuni la care se lipsesc terminațiile înfășurărilor statorice.

Avînd în vedere că alternatoarele pentru autovehicule sînt generatoare cu autolimitare atît la curentul debitat cît și la tensiunea electromotoare (menținută constantă de releul regulator de tensiune) nu este necesară dotarea cu sisteme de protecții la supracurenți sau supratensiuni.

Cu toate acestea, punțile redresoare trifazate auto sînt prevăzute prin construcție cu un sistem de protecție la supracurenți. În situația în care se scurtecircuitează două diode (cîte una pe fiecare din cele două radia-toare) sau se inversează în mod accidental bornele bateriei, prin puntea redresoare și prin cablurile de legătură dintre baterie și alternator apar curenți de 200...400 A care pot provoca incendii pe autovehicul. Pentru a elimina acest risc pe conexiunile de fază ale punții sînt prevăzute zone îngustate care funcționează ca o siguranță fuzibilă la curenți de ordinul 150...200 A și întrerup circuitul.

Pentru utilizatorii de punți redresoare trifazate auto sînt de reținut următoarele recomandări:

— este interzisă inversarea bornelor de conectare a bateriei de acumulator la alternator chiar și pentru timpi foarte scurți (în caz contrar puntea redresoare se distruge ireversibil);

— este interzisă decuplarea bateriei de acumulatori în timpul funcționării (tensiunea la bornele alternatorului este menținută în raport cu tensiunea pe baterie);

— este interzisă utilizarea punților redresoare trifazate auto în alte aplicații decît pe alternator (curba de încărcare curent—disipare căldură este garantată doar în condițiile funcționării pe alternator);

— este interzisă demontarea (în vederea reparării) a punților tip 45PT2.

Producătorul de punți redresoare este singurul care asigură respectarea condițiilor de stringere la cuplu. Pentru cupluri de stringere insuficiente, rezistența termică de contact este mare fapt ce conduce la o temperatură excesivă de funcționare a diodelor și în consecință la o defectare prematură. La un cuplu de stringere prea mare presiunea pe diodă poate conduce la fisurarea structurii de siliciu și la defectarea ireversibilă a punții

### 9.3.11. Ansambluri diode de excitație pentru alternatoare auto

Ansamblurile diode de excitație pentru alternatoare auto sînt module semipunți trifazate cu diode redresoare cu catodul comun.

Împreună cu punțile redresoare trifazate auto formează o configurație de redresor cu 9 diode folosită pentru alternatoarele cu autoexcitație (vezi figura 9.21).

Ansamblul diode de excitație împreună cu semipuntea negativă (cu diodele cu anozii conectați la radiator) formează o punte redresoare suplimentară care asigură redresarea curentului necesar pentru alimentarea excitației alternatorului. Ansamblurile diode de excitație sînt fabricate în două variante constructive:

- capsulă din material izolant umplută cu rășină epoxi în care este înglobată partea activă a ansamblului (ansamblu de excitație tip 4PT2);
- capsulă injectată din rășină siliconică sau epoxi care înglobează partea activă (ansamblu de excitație tip 4PTM2).



Ansamblul de diode de excitație se atașează punții redresoare trifazate prin înclietare (4PT2) sau stringere cu piulițe (4PTM2). Conexiunile de fază se conectează între ele (prin lipire cu aliaj sau mecanic). Evacuarea căldurii disipate se face prin ventilație forțată pe alternator.

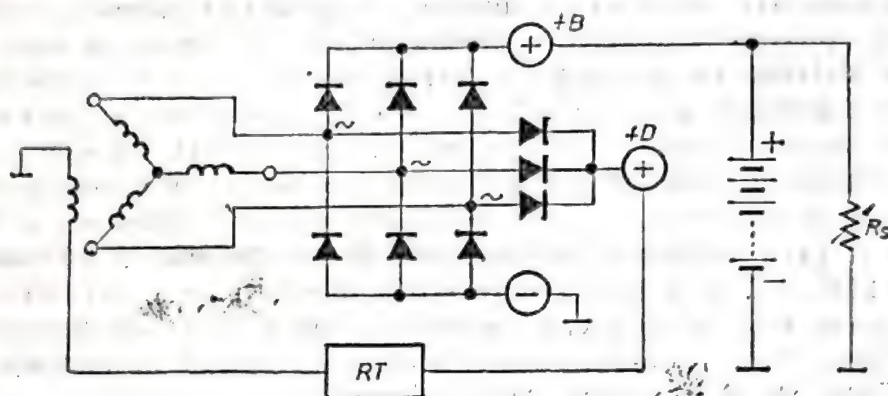


Fig. 9.21. Configurație a redresor cu 9 diode (punte redresoare trifazată + ansamblu diode de excitație) pentru alternatoare cu autoexcitație.

#### 9.4. Module de putere compacte

Ultimii ani au demonstrat că *integrarea* s-a impus ca o tendință modernă și în plină expansiune în cadrul electronicii de putere. Această nouă direcție a pornit de la următoarele imperative:

- reducerea gabaritului, masei și consumului de materiale la echipamentele electronice de putere;
- conservarea performanțelor electronice obținute utilizând variantele constructive discrete.

Așadar, s-a avut în vedere o *soluție radicală pentru îmbunătățirea considerabilă a raportului performanțe/costuri*, întrucât prima din cerințele menționate este echivalentă cu reducerea costurilor (atât la nivel de dispozitiv cât și de echipament) pentru o funcție electronică și un nivel de performanță date.

În cadrul electronicii de putere, integrarea se materializează practic prin *încapsularea hibridă în același ansamblu modular nedemontabil (modul compact sau modul funcțional)* a unor structuri semiconductoare de putere

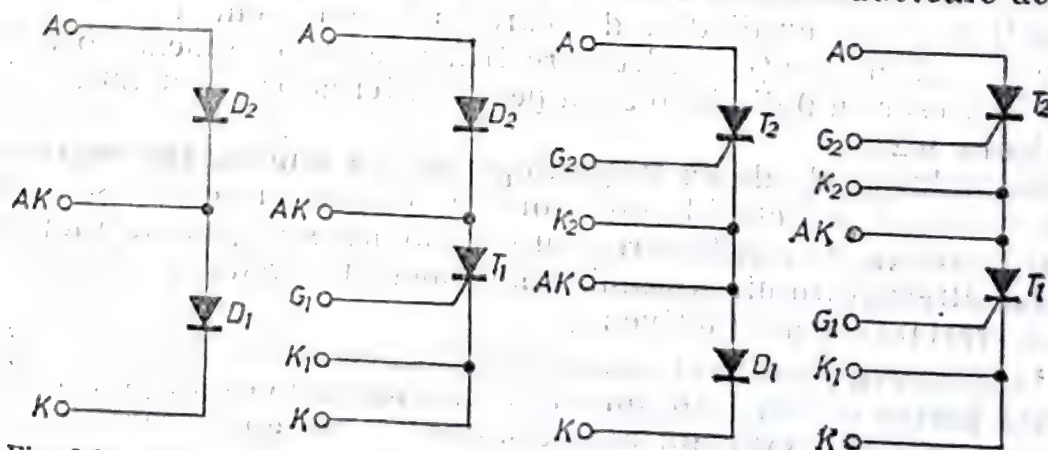


Fig. 9.22. Schemele electrice ale modulelor cu diode și tiristoare de putere.

interconectate în interiorul capsulei conform unor reguli de interconectare întâlnite foarte frecvent în aplicațiile electronice de putere. La ora actuală se realizează module compacte de putere conținând diode, tiristoare, *GTO*, tranzistoare. În unele cazuri modulele înglobează și circuitele de comandă. Cu ajutorul modulelor, obținerea acționărilor de curent continuu și alternativ și a convertizoarelor până la 150 kW s-a simplificat, simultan cu scăderea substanțială a volumului și prețului.

În figurile 9.22 și 9.23 sunt prezentate schemele electrice ale unor module de putere cu diode, tiristoare și tranzistoare. Tranzistoarele de putere și tiristoarele *GTO* încapsulate modular au încorporată și o diodă rapidă conectată electric. Prin construcție terminalele *A* și *K* (respectiv *C* și *K*) sunt adiacente, conectarea diodei în antiparalel cu tiristorul *GTO* sau tranzistorul devenind astfel foarte simplă.

Interconectarea în antiparalel a unor componente de putere discrete conform schemelor din figurile 9.22 și 9.23 ar presupune radiatoare separate (și izolate electric între ele) pentru fiecare componentă. Caracterul compact al modului implică montarea acestuia pe un singur radiator. Ca urmare, o caracteristică foarte importantă a modulelor de putere este aceea că *baza lor*, care asigură contactul termic cu sistemul de răcire, trebuie să fie izolată electric față de oricare din terminalele ansamblului.

În fine, ansamblul de componente încapsulate modular trebuie să facă față aceluiași cerințe de ordin mecanic ca și dispozitivele discrete (rezistență corespunzătoare la solicitările mecanice care intervin în timpul montajului în echipament precum și în funcționare). Mai mult, caracterul nedemontabil al modului face imposibile eventuale intervenții pentru corectarea montajului necorespunzător al unei componente.

În rezumat, modulelor compacte de putere li se impun următoarele cerințe:

- interconectarea corespunzătoare a componentelor;
- izolarea electrică a componentelor față de placa de bază (radiator);
- contact termic foarte bun (rezistența termică cât mai scăzută) de la structură până la radiator;
- robustețe mecanică corespunzătoare.

Suplimentar, *fiabilitatea* structurilor montate modular trebuie să fie superioară în raport cu a celor din dispozitivele discrete corespunzătoare, întrucât modulul compact nu poate fi demontat în vederea înlocuirii unei eventuale componente defecte, ceea ce impune înlocuirea întregului modul fără posibilitatea „salvării” celeilalte componente nedefectate.

Realizarea modulelor compacte de putere pornește de la structuri similare celor utilizate în dispozitivele de putere discrete. Izolarea electrică față de placa de bază din cupru se asigură cu ajutorul unor *materiale izolatoare care au și o excelentă conductivitate termică*: oxid de aluminiu, oxid de beriliu, nitrură de aluminiu. Aceste *materiale ceramice* sunt utilizate

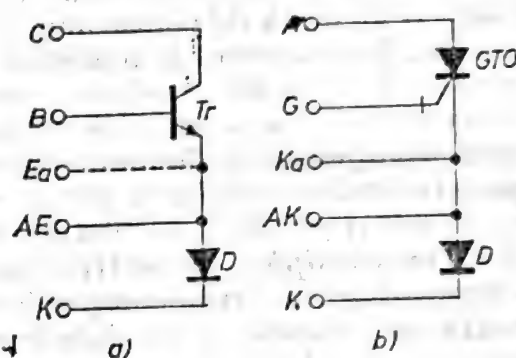


Fig. 9.23. Scheme electrice ale unor module de putere cu tranzistor și diodă rapidă (a), respectiv cu *GTO* și diodă rapidă (b). Notății: *Ea* = emitor auxiliar, *Ka* = catod auxiliar.



sub forma unor plăci cât mai subțiri, metalizate sau nu (pe suprafețele de contact), și prelucrate cu un înalt grad de precizie. Reducerea grosimii plăcii ceramice este dictată de necesitatea unei rezistențe termice cât mai scăzute, însă este limitată de tensiunea de izolație minimă impusă (care poate fi afectată de conturnarea laterală a cîmpului electric, în cazul unei grosimi insuficiente de material izolant) cât și de robustețea mecanică a ceramicii (la grosimi reduse crește riscul spargerii acesteia).

Contactarea structurilor semiconductoare (aliante pe contraelectrozi termocompensatori de molibden sau wolfram) se realizează în general prin *presare* cu ajutorul unor arcuiri calibrate și a unor elemente auxiliare de strângere și poziționare. Totuși, pentru puteri nu prea mari, se utilizează și *contactele lipite*, respectiv contactele obținute prin *sudura unor fire* pe structură (prin termocompresie sau ultrasunete). Suprafețele adiacente contactate trebuie să prezinte bune proprietăți termice și electrice. Aceasta explică gradul ridicat de precizie a prelucrării tuturor suprafețelor, precum și utilizarea unor materiale moi (argint) pentru preluarea neregularităților acestor suprafețe. Contactul direct dintre conexiunile exterioare și structură (fără sertizări intermediare) reduce pierderile de putere, deci încăl-

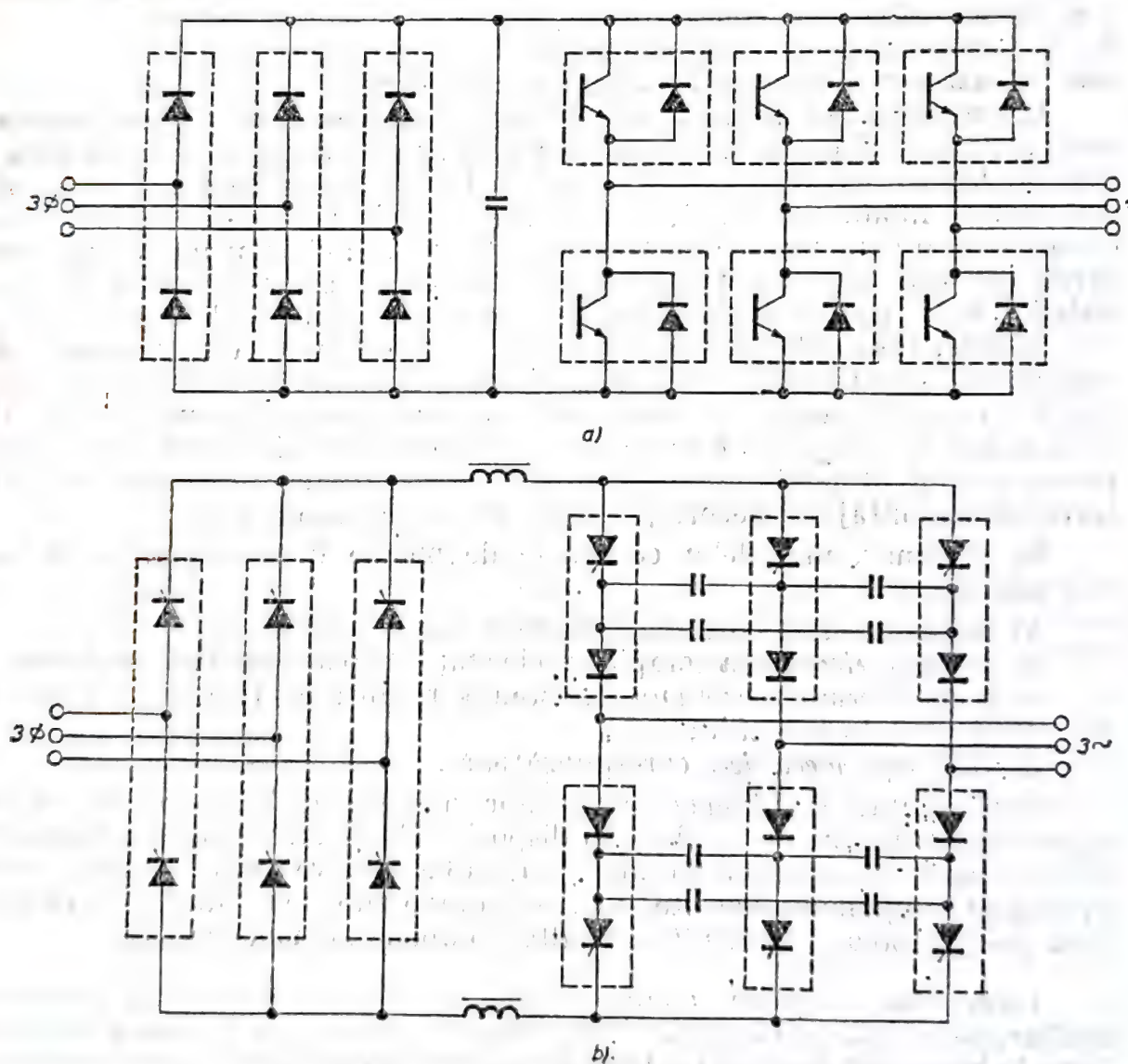


Fig. 9.24. Schemele de principiu ale inverterului de tensiune cu tranzistoare (a) și inverterului de curent cu tiristoare (b), realizate cu ajutorul modulelor compacte (încadrate cu linie punctată)

zirea suplimentară a modului. Spre deosebire de capsulele dispozitivelor de putere discrete, care se vedează, capsula modulară (din material plastic) *se umple* cu un material organic (elastic sau rigid) care asigură etanșeitatea corespunzătoare și stabilitatea la variațiile termice și de umiditate ale mediului ambiant.

Proiectarea circuitelor electronice cu module compacte nu diferă principal de cazul utilizării dispozitivelor discrete. Foile de catalog prezintă aceleași tipuri de date și curbe de proiectare. Singura diferență notabilă apare în calculul termic, avînd în vedere că se utilizează un singur radiator pentru întregul modul. Proiectantul va ține cont de regimul de lucru cel mai defavorabil al componentelor din modul (încărcare termică maximă a modului) în vederea alegerii și dimensionării corespunzătoare a radiatorului.

Modulele compacte de putere sînt prezente într-o mare varietate de aplicații: punți redresoare comandate sau necomandate, mono- și trifazate, invertoare, convertizoare de frecvență etc. Pentru ilustrarea eficienței utilizării modulelor în practică, în figura 9.24 se prezintă două aplicații semnificative: două invertoare larg utilizate în acționările de curent alternativ, realizate integral cu module de putere. Sînt încadrate modulele compacte. Toate modulele pot fi montate pe același radiator; acesta va fi dimensionat pentru evacuarea puterii totale generate în dispozitivele active

## 9.5. Module de mare putere

Modulele de mare putere sînt realizate cu următoarele tipuri de dispozitive semiconductoare:

- diode redresoare normale în capsula B42 (D325, D355)
- diode redresoare rapide în capsula T20 (D178S, D208S)
- diode redresoare normale în capsula E50 (D400, D450)
- diode redresoare normale în capsula T20 (D358, D408)
- diode redresoare rapide în capsula T30 (D400S, D495S)
- diode redresoare normale în capsula T30 (D500, D630, D800, 1000)
- diode redresoare normale în capsula T50 (D1300, D1600)
- tiristoare normale în capsula B27 (T63, T80, T100)
- tiristoare normale în capsula T20 (T160, T200)
- tiristoare normale în capsula E50 (T250, T320, T350)
- tiristoare normale în capsula T30 (T455, T500)
- tiristoare normale în capsula T50 (T700)
- tiristoare rapide în capsula B27 (T50F, T63F, T80F)
- tiristoare rapide în capsula D50 (T195F, T290F)
- tiristoare rapide în capsula T30 (T600F)

Pentru modulele de mare putere au fost elaborate sisteme eficiente de evacuare a căldurii care permit realizarea unei mari diversități constructive ce poate acoperi practic orice opțiune a utilizatorului (convecție naturală sau forțată, răcire pe o față sau pe două fețe etc.).

IPRS — BĂNEASA livrează o mare parte din dispozitivele de putere sub formă de module (dispozitive semiconductoare de putere montate pe ansambluri de răcire).



Variantele constructive de module redresoare sint date in tabelul 9.5.

Tabelul 9.5

Module de mare putere

Tip ansamblu de răcire	Tip capsulă	Fluid de răcire	Tip modul
Radiator tip TNF	B27	aer, convecție naturală sau forțată	<ul style="list-style-type: none"> <li>● modul redresor</li> <li>● modul cu punct median</li> <li>● modul semipunte</li> </ul>
Radiator tip R	B27	aer, convecție naturală sau forțată	<ul style="list-style-type: none"> <li>● modul redresor</li> <li>● modul cu punct median</li> <li>● modul semipunte</li> </ul>
Ansamblu de răcire tip KX 180-30 tip KX 180-50	T30 T50	aer, convecție naturală sau forțată	<ul style="list-style-type: none"> <li>● modul redresor răcire bilaterală</li> </ul>
Ansamblu de răcire tip H 200-30 tip H 200-50	T30 T50	aer, convecție naturală sau forțată	<ul style="list-style-type: none"> <li>● modul redresor răcire bilaterală</li> </ul>
Ansamblu de răcire tip WR 200-30 tip WR 200-50	T30 T50	aer, convecție naturală sau forțată	<ul style="list-style-type: none"> <li>● modul redresor răcire bilaterală</li> </ul>
Ansamblu de răcire tip WS 150-U-50 tip WS 300-U-50	T50	aer, convecție naturală sau forțată	<ul style="list-style-type: none"> <li>● modul redresor răcire unilaterală</li> </ul>
Ansamblu de răcire cu apă tip BAB 30 BAB 50	T30 T50	apă, convecție forțată	<ul style="list-style-type: none"> <li>● modul redresor</li> <li>● modul cu punct median</li> </ul>
Ansamblu de răcire miniatură tip KX 2	T20	aer, convecție naturală sau forțată	<ul style="list-style-type: none"> <li>● modul redresor</li> <li>● modul cu punct median</li> <li>● modul semipunte</li> </ul>
Ansamblu de răcire miniatură tip SVF150	T20	aer, convecție naturală sau forțată	<ul style="list-style-type: none"> <li>● modul redresor</li> <li>● modul semipunte</li> </ul>

Modulele redresoare au stat la baza elaborării seriilor unitare de punți redresoare și contactoare statice, descrise în continuare.

Serie unitară de punți redresoare cu dispozitive semiconductoare de putere în gama 25...4000 A.

— Domeniul de utilizare: acționări electrice industriale (convertoare cu comutație naturală sau forțată, redresoare necomandate, semi-comandate sau comandate, invertoare, variatoare etc.).

— Tensiuni de alimentare: max 900 V<sub>ef</sub>

— Curentul nominal: 25 A...4000 A

— Tip de răcire: cu aer, convecție naturală sau forțată

— Codificarea:	M	P	T	C	R	M	380 V/1000 A	V
Modul								
Punte								
T: trifazată, M: monofazată,								
H: hexafazată								
C: comandată, S: semicomandată								
fără simbol: necomandată								
R: reversibilă								
(fără literă: nereversibilă)								
M: miniatură								
Tensiunea de alimentare ( $V_{ef}$ )								
Curentul nominal								
V: ventilație forțată								
fără literă: răcire naturală								

### Punți redresoare în gama 100...350 A

Sînt realizate într-o construcție compactă, miniaturizată în următoarele variante funcționale; punți redresoare *monofazate* sau *trifazate comandate*, *semicomandate* sau *necomandate*, cu tensiuni de alimentare în gama  $24 V_{ef} \dots 380 V_{ef}$ .

Ansamblul de răcire utilizat este *SVF-150*, iar dispozitivele (diode sau tiristoare) sînt în capsula *T20*.

Formele constructive sînt date în figura 9.25. (punte monofazată și în figura 9.26. (punte trifazată).

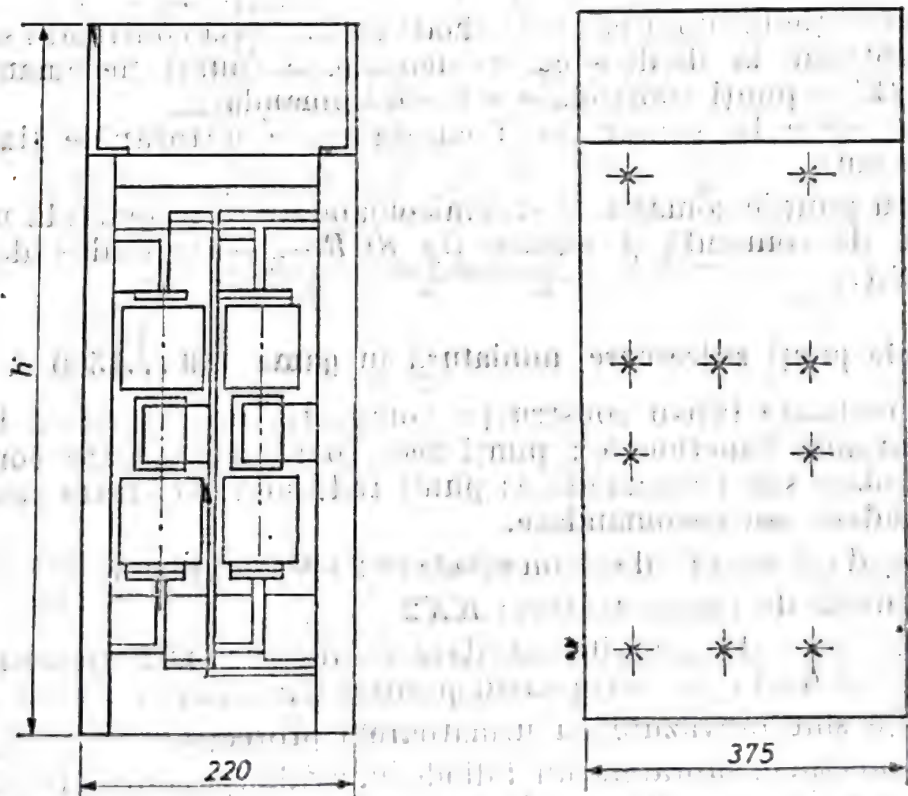


Fig. 9.25. Punți monofazate în gama 100 A...350 A. Dimensiuni de gabarit.

Răcirea este asigurată prin convecție naturală.



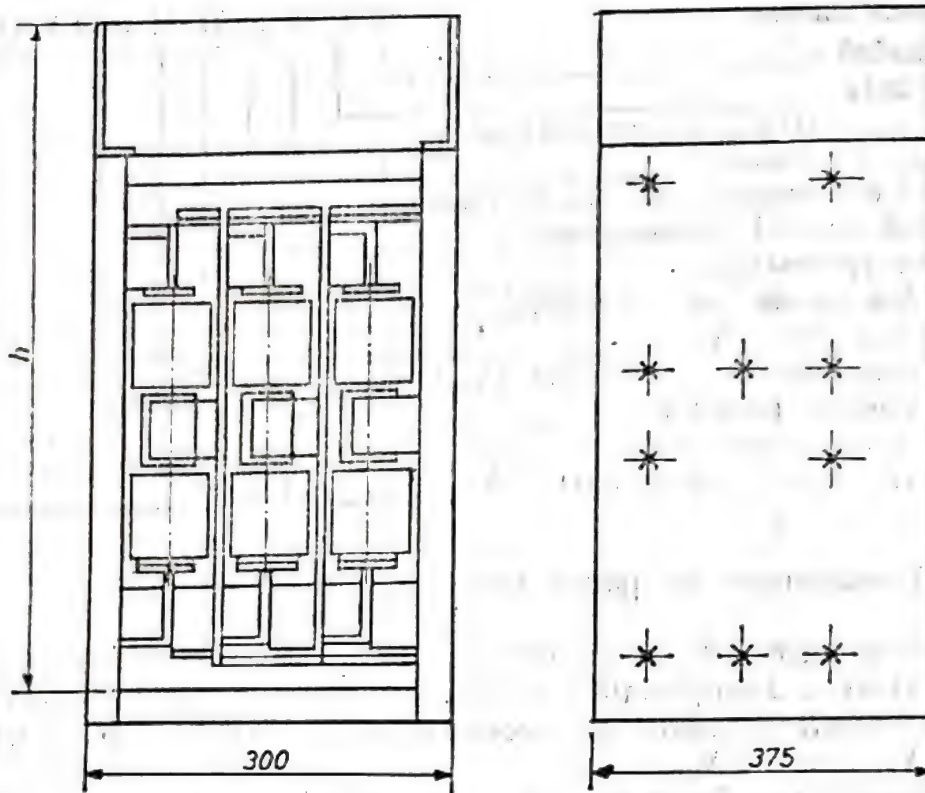


Fig. 9.26. Punți trifazate în gama 160 A...350 A. Dimensiuni de gabarit.

Punțile redresoare sînt prevăzute cu sisteme de protecții după cum urmează:

- protecție la supratensiuni: diode cu avalanșă controlată sau zener
- protecție la  $dv/dt$  — cu condensatoare (punți necomandate) și cu grup  $RC$  — punți comandate sau semicomandate
- protecție la supracurent: cu siguranțe ultrarapide (la cererea beneficiarului).

Pentru punțile comandate și semicomandate se recomandă utilizarea sistemului de comandă și reglare tip  $SCR-F-01$  produs de *IPRS-BĂNEASA*.

#### Module punți redresoare miniatură în gama 160...1500 A

Sînt realizate într-o construcție compactă, miniaturizată în următoarele variante funcționale; punți redresoare monofazate comandate, semicomandate sau necomandate; punți redresoare trifazate comandate, semicomandate sau necomandate.

Gama de tensiuni de alimentare:  $24 V_{ef} \dots 660 V_{ef}$

Ansamblul de răcire utilizat:  $KX2$

Dimensiunile de gabarit sînt date în figurile 9.27 pentru punțile monofazate și 9.28 (pag.266) pentru punțile trifazate.

Punțile sînt prevăzute cu următoarele protecții:

- protecție la supratensiuni: diode cu avalanșă controlată sau zener
- protecție la  $dv/dt$ : condensatoare sau grup  $RC$
- protecție la supracurent: siguranțe ultrarapide cu sau fără microîntrerupător (opțional)

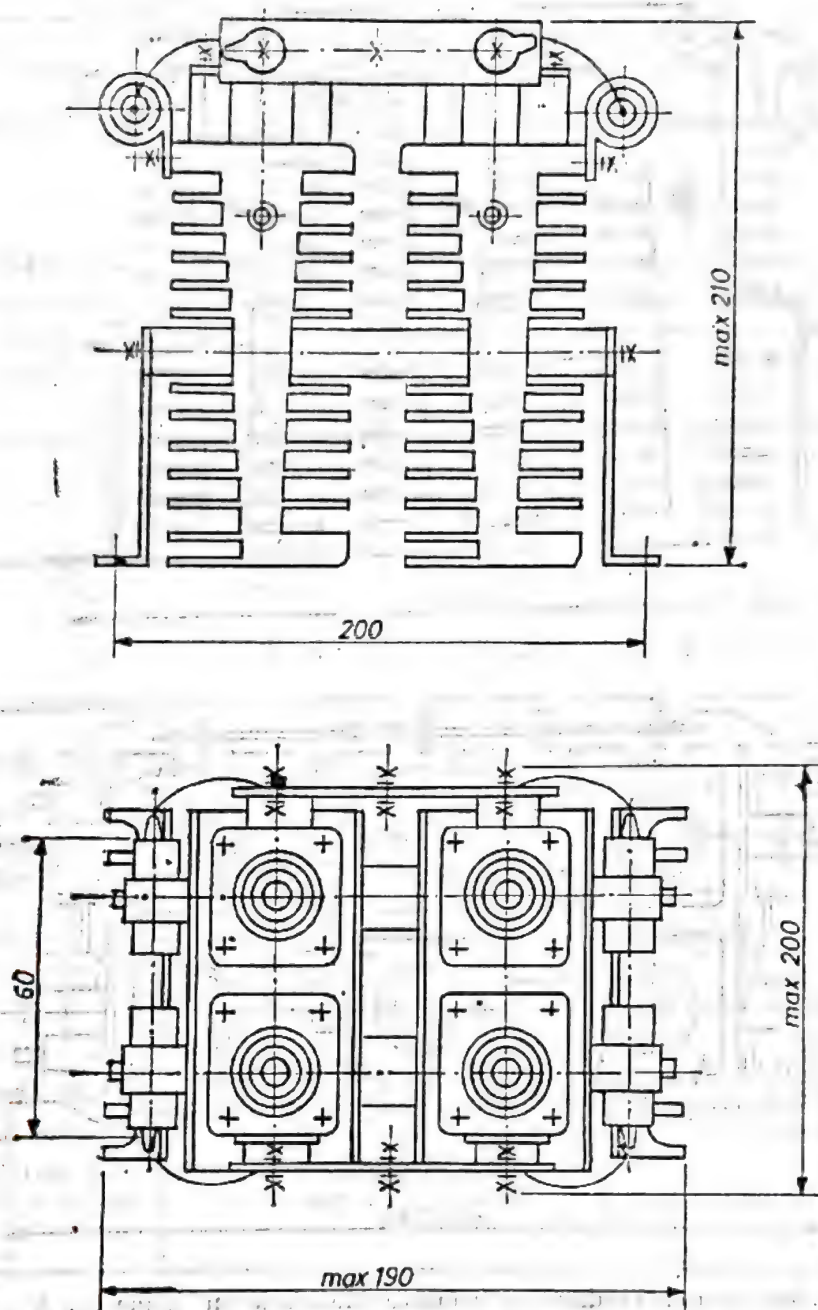


Fig. 9.27. Module punți redresoare monofazate miniatură în gama 160 A...1900 A. Dimensiuni de gabarit.

### Serie unitară de contactoare statice trifazate răcite cu aer în gama 63 A...1200 A

- Domeniul de utilizare: echipamente electrice industriale (sarcini rezistive, inductiv-rezistive sau inductive)
- Curentul nominal în gama 63 A...1200 A
- Tensiunea de alimentare: 380 V
- Tip răcire: cu aer convecție naturală sau forțată

Seria se compune din :

1. Contactoare statice trifazate răcite cu aer tip CSTA 380 V/63 A, 80 A, 100 A.



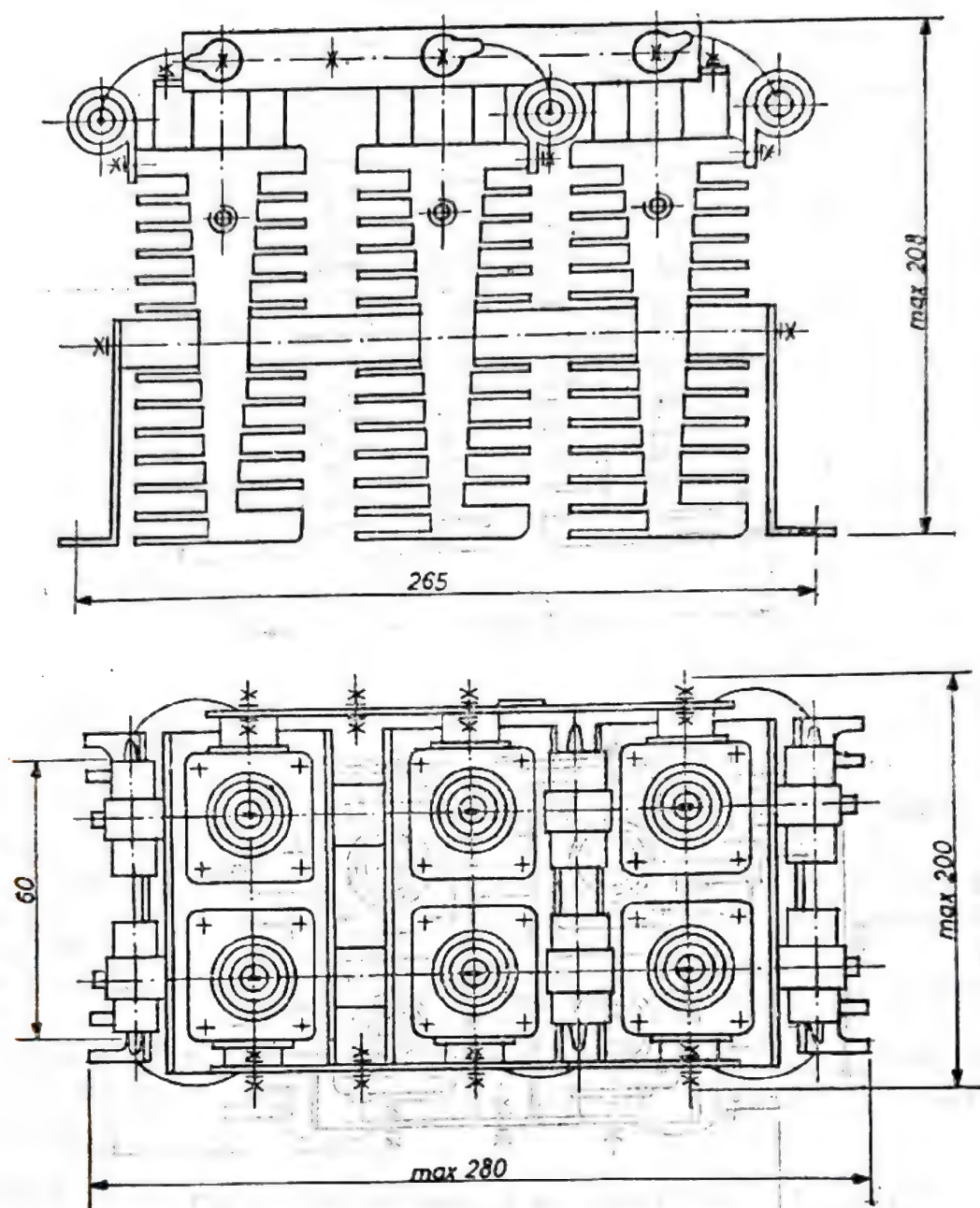


Fig. 9.28. Module punți redresoare trifazate miniatură în gama 160 A...1500 A.  
Dimensiuni de gabarit.

Tabelul 9.4

Caracteristici funcționale și constructive pentru CSTA 380 V/63 A...100 A.

Clasă curent (A)	Curent nomi- nal maxim (A)	Tip tiristor	Tip radiator	Tip siguranțe	Pd (W)
63	70	T63	TVF80	2×100	260
80	90	T80	TVF80	2×100	300
100	115	T100	TVF80	2×200	350

Caracteristicile funcționale și constructive sînt date în tabelul 9.6.  
Răcirea se face prin convecție naturală.  
Temperaturile limită de utilizare sînt:  $T_c \leq 100^\circ\text{C}$  sau  $T_r \leq 80^\circ\text{C}$ .  
Dimensiunile de gabarit sînt  $445 \times 310 \times 250$ .

2. *Contactoare statice trifazate răcite cu aer tip CST 380 V/160 A ... 320 A.*

Tabelul 9.7

Tabel 9.7. Caracteristici funcționale și constructive pentru CSTA 380 V/160 A ... 320 A.

Clasă curent (A)	Curent nominal maxim (A)	Tip tiristor	Tip radiator	Tip siguranțe	Pd (W)
160	170	T160	R150	2 × 250	560
200	210	T200	B150	2 × 350	620
250	260	T250	R150	2 × 400	650
320	330	W320	R150	2 × 500	0701

Caracteristicile funcționale și constructive sînt date în tabelul 9.7.

- Răcirea se face prin convecție naturală
- Temperaturile limită de utilizare sînt:  $T_c \leq 100^\circ\text{C}$  sau  $T_r \leq 80^\circ\text{C}$ .
- Dimensiunile de gabarit sînt  $620 \times 350 \times 300$ .

3. *Contactoare statice trifazate răcite cu aer cu reglare pe fiecare fază tip CSTRF 380 V/400 A, 900 A.*

Tabelul 9.8

Caracteristici funcționale și constructive pentru CSTRF 380 V/400A, 700 A.

Clasă curent (A)	Curent nominal maxim (A)	Tip tiristor	Tip radiator	Tip siguranțe	Pd (W)
400	420	T700	KX1-137	2 × 400	2160
700	750	T700	KX1-137	2 × 500	3780

Caracteristicile funcționale și constructive sînt date în tabelul 9.8.

Răcirea se face prin convecție naturală

Temperaturile limită de utilizare sînt:  $T_c \leq 100^\circ\text{C}$  sau  $T_r \leq 80^\circ\text{C}$ .

Dimensiunile de gabarit sînt:  $555 \times 350 \times 565$  pentru CSTRF 380 V/400 A și  $555 \times 350 \times 680$  pentru CSTRF 380 V/700 A.

4. *Contactoare statice trifazate răcite cu aer tip CSTA 380 V/400 A, 630 A.*

Caracteristicile funcționale și constructive sînt date în tabelul 9.9.



Caracteristici funcționale și constructive pentru CSTA 380 V/400 A, 630 A.

Clasă curent (A)	Curent nominal max. (A)	Tip tiristor	Tip radiator	Tip siguranță	Pd (W)
400	430	T700	KX1-27	630A	950
630	650	T700	KX1-27	2 × 400A	1500

Răcirea se face prin convecție naturală pentru CSTA 380 V/400 A și prin ventilație forțată la CSTA 380 V/630 A.

Temperaturile limită de utilizare sint:  $T_c \leq 100^\circ\text{C}$  sau  $T_r \leq 80^\circ\text{C}$ .

Dimensiunile de gabarit sint  $640 \times 350 \times 300$  pentru CSTA 380 V/400 A și  $640 \times 470 \times 300$  pentru CSTA 380 V/630 A.

*Experiența acumulată de IPRS-BĂNEASA în domeniul modulelor de putere permite în acest moment abordarea unor variante funcționale și constructive la cererea clientului. Un puternic colectiv de proiectare este accesibil utilizatorilor din țară pentru orice tip de aplicație cu electronică de putere.*

## BIBLIOGRAFIE

1. N. Iosif ș.a., Tiristoare și module de putere — Catalog. Editura Tehnică, București, 1984.
2. A. Vătășescu ș.a., Dispozitive semiconductoare, Manual de utilizare. Editura Tehnică, București, 1975.
3. \* \* \* AEG-TELEFUNKEN — Powerblock — 1981.
4. \* \* \* AEG-TELEFUNKEN — Thyristorsätze — 1979.

# ANEXE

**A.1. Simboluri grafice \* și caracteristici curent—tensiune (p.270—273)**


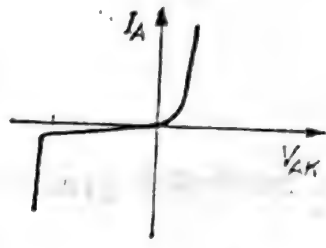

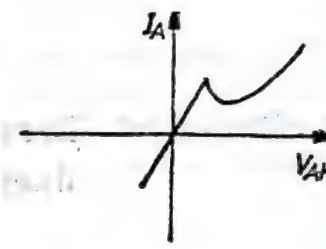

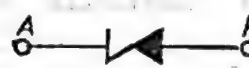


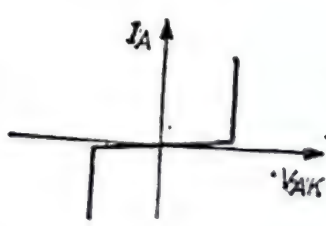

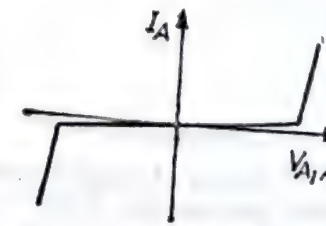
**A.2. Simboluri literale \* ale parametrilor dispozitivelor semiconductoare de putere (p.274—277)**


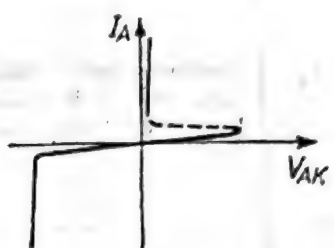

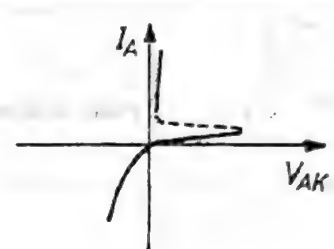

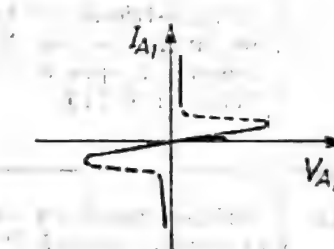
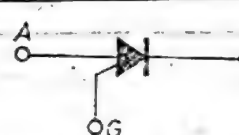
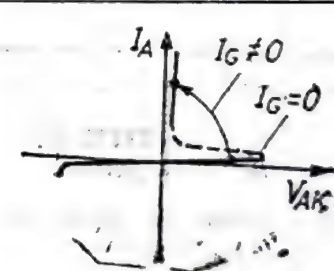

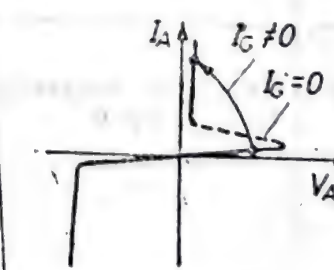
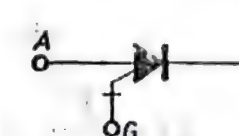
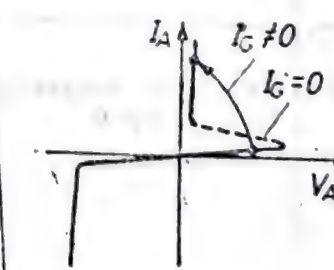
**A.3. Capsule de diode, tiristoare și ansambluri modulare nedemontabile (compacte) utilizate în fabricația  
IPRS-BĂNEASA (p.278—282)**

---

\* Aceste simboluri sînt stabilite prin documente ale *Comisiei Internaționale de Electro tehnică* (publicațiile *CEI 117/7—71*, *CEI 747/6—83*) și au fost preluate în țara noastră prin *STAS 11381/13—81*. Ele concordă, în marea majoritate a cazurilor, cu simbolurile recomandate de alte asociații de standardizare (*JEDEC, NEMA, IEEE, DIN*).



Nr. crt.	Explicația simbolului— Numele dispozitivului	Simbolul grafic al dispozitivului	Caracteristica curent— tensiune a dispozitivului
0	1	2	3
1	<b>DIODE</b> Diodă semiconductoare		
2	Diodă tunel		
3	Diodă cu efect de străpungere unidirecțional (diodă Zener sau diodă stabilizatoare de tensiune)	 <i>Simbol STAS</i>  <i>Simbol larg utilizat</i>	
4	Diodă cu efect de străpungere bidirecțional (Diodă Zener bidirecțională sau diodă supresoare bidirecțională)		
5	Diodă bidirecțională (varistor)	 <i>Simbolul este larg utilizat și pentru „Diac de declanșare, pct. 16</i>	

0	1	2	3
6	<b>TIRISTOARE</b> Tiristor-diodă blocat în invers (Diodă Shockley)		
7	Tiristor-diodă cu trecere în invers		
8	Tiristor-diodă bidirecțional (DIAC) (Diodă Shockley bidirecțională)		
9	Tiristor-triodă blocat în invers, poartă N (comandă spre anod)		
10	Tiristor-triodă blocat în invers, poartă P (comandă spre catod,		
11	Tiristor-triodă blocabil prin poartă N (comandă spre anod) (Tiristor GTO)		



0	1	2	3
12	Tiristor-triodă blocabil prin poartă P (comandă spre catod) (Tiristor GTO)		
13	Tiristor-triodă bidirecțional (triac)		
14	Tiristor-triodă cu trecere în invers, poartă N (comandă spre anod) (Tiristor RCT)		
15	Tiristor-triodă cu trecere în invers, poartă P (comandă spre catod) (Tiristor RCT)		
16	DISPOZITIVE DE DECLANȘARE DIAC de declanșare (Tip NPN)	 Se mai utilizează și simbolul de la pct. 5	
17	Tranzistor uni joncțiune bază de tip P		

0	1	2	3
18	Tranzistor uniune cu bază de tip N		
19	DISPOZITIVE FOTO-SENSIBILE Fotodiodă		
20	Fototiristor		
21	Diodă electroluminiscentă (LED)		
22	SISTEME DE REDRESARE Modul diodă-diodă sau tiristor-tiristor)		
23	Punte redresoare monofazată, dublă alternanță		
24	Punte redresoare trifazată		



# ANEXA 2

Nr. crt.	Terminologie	Simboluri literale	La ce dispozitive se folosește				
			Diode redresoare	Diode stabilizatoare	Tiristoare triace	Dlance	Punji module
0	1	2	3	4	5	6	7
	<b>TENSIUNI</b>						
1	Tensiune directă continuă	$V_F$	•	•			
2	Tensiune directă de vîrf	$V_{FM}$	•	•			
3	Tensiune directă medie (cu $I_F(AV)$ specificat)	$V_{F(AV)}$	•	•			
4	Tensiune directă de vîrf repetitivă (sau tensiune directă de vîrf de revenire)	$V_{FRM}$	•				
5	Tensiune directă repetitivă (sau tensiune directă de revenire)	$V_{FR}$	•				
6	Tensiune continuă în starea de conducție	$V_T$			•		
7	Tensiune de prag	$V_{(TO)}$	•		•		
8	Tensiune de prag în stare de conducție	$V_{T(TO)}$			•		
9	Tensiune minimă în stare de conducție	$V_{TMIN}$			•		
10	Tensiune maximă în stare de conducție	$V_{TMAX}$			•		
11	Tensiune inversă continuă	$V_R$	•	•	•		
12	Tensiune inversă de vîrf repetitivă (sau tensiune inversă de vîrf de revenire)	$V_{RRM}$	•	•	•		
13	Tensiune inversă de vîrf nerepetitivă (de suprasarcină accidentală)	$V_{RSM}$	•		•		
14	Tensiune de străpungere	$V_{(BR)}$	•		•		
15	Tensiune continuă în stare blocată	$V_D$			•		
16	Tensiune de vîrf în stare blocată	$V_{DM}$			•		
17	Tensiune de vîrf repetitivă în stare blocată	$V_{DRM}$			•		
18	Tensiune de vîrf de lucru în stare blocată	$V_{DWM}$			•		
19	Tensiune inversă de avalanșă	$V_{RA}$	•				
20	Tensiune de stabilizare	$V_Z$		•			
21	Tensiune de pornire în gama tensiunilor de stabilizare	$V_{nz}$		•			
22	Coefficient de temperatură al tensiunii directe	$\alpha_{VF}$	•				
23	Tensiune continuă de întoarcere	$V_{(BO)}$			•	•	
24	Coefficient de temperatură al tensiunii de stabilizare	$\alpha_{VZ}$		•			
25	Instabilitate pe termen lung a tensiunii de stabilizare	$\delta_{VZ}$		•			
26	Tensiunea alternativă de alimentare	$V_a$					•
27	Tensiune de izolație a sistemului de conectare	$V_{ic}$					•

0	1	2	3	4	5	6	7
28	Tensiune de izolație a sistemului de stringere	$V_{10}$					•
29	Tensiunea de salt	$V_s$				•	
30	Disimetria tensiunilor de întoarcere	$\Delta V_{(BO)}$				•	
31	Tensiune directă continuă de poartă	$V_{FG}$			•		
32	Tensiune directă de vîrf de poartă	$V_{FGM}$			•		
33	Tensiune inversă continuă de poartă	$V_{RG}$			•		
34	Tensiune inversă de vîrf de poartă	$V_{RGM}$			•		
35	Tensiune continuă de amorsare pe poartă	$V_{GT}$			•		
36	Tensiune continuă minimă de amorsare pe poartă	$V_{GT MIN}$			•		
37	Tensiune continuă de neamorsare pe poartă	$V_{GD}$			•		
38	Tensiune continuă de dezamorsare pe poartă	$V_{GQ}$			•		
39	Viteza critică de creștere a tensiunii de comutație	$dv/dt(c)$ $dv/dt(com)$			•		
<b>CURENȚI</b>							
40	Curent direct continuu	$I_F$	•	•			
41	Curent direct de vîrf repetitiv	$I_{FRM}$	•	•			
42	Curent direct eficace	$I_{F(RMS)}$	•	•			
43	Curent direct de suprasarcină previzibilă	$I_{(OV)}$	•	•			
44	Curent direct de vîrf nerepetitiv (de suprasarcină accidentală)	$I_{FSM}$	•	•			
45	Curent (direct) mediu redresat	$I_0; I_{F(AV)}$	•	•			•
46	Curent mediu în starea de conducție	$I_{T(AV)}$			•		
47	Curent de vîrf repetitiv în starea de conducție	$I_{TRM}$			•		
48	Curent de suprasarcină previzibilă în starea de conducție	$I_{(OV)}$			•	•	
49	Curent de suprasarcină accidentală în starea de conducție	$I_{TSM}$			•		
50	Curent continuu în starea de conducție	$I_T$			•		
51	Curent invers continuu	$I_R$	•	•			
52	Curent continuu în starea blocată	$I_R$			•		
53	Curent invers mediu (cu $I_{F(AV)}$ specificat)	$I_{R(AV)}$	•	•			
54	Curent de revenire inversă	$i_{RR}$	•		•		
55	Curent invers de vîrf repetitiv (sau curent invers de revenire de vîrf)	$I_{RRM}$	•		•		
56	Curent continuu în starea blocată	$I_D$			•		
57	Curent eficace în starea de conducție	$I_{T(RMS)}$			•		
58	Curent invers continuu în gama tensiunilor de stabilizare	$I_Z$		•			

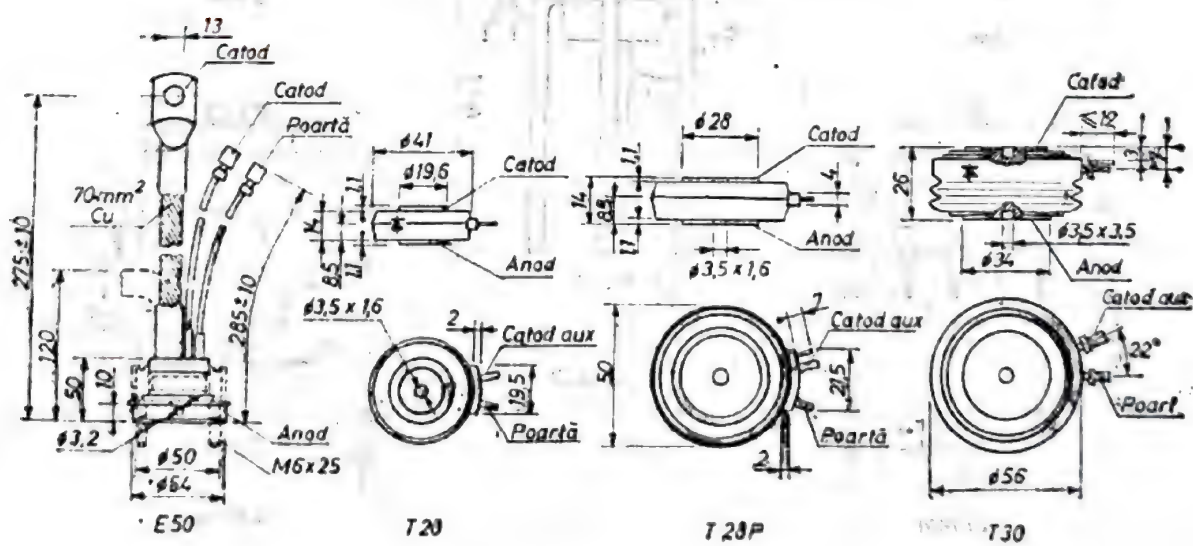
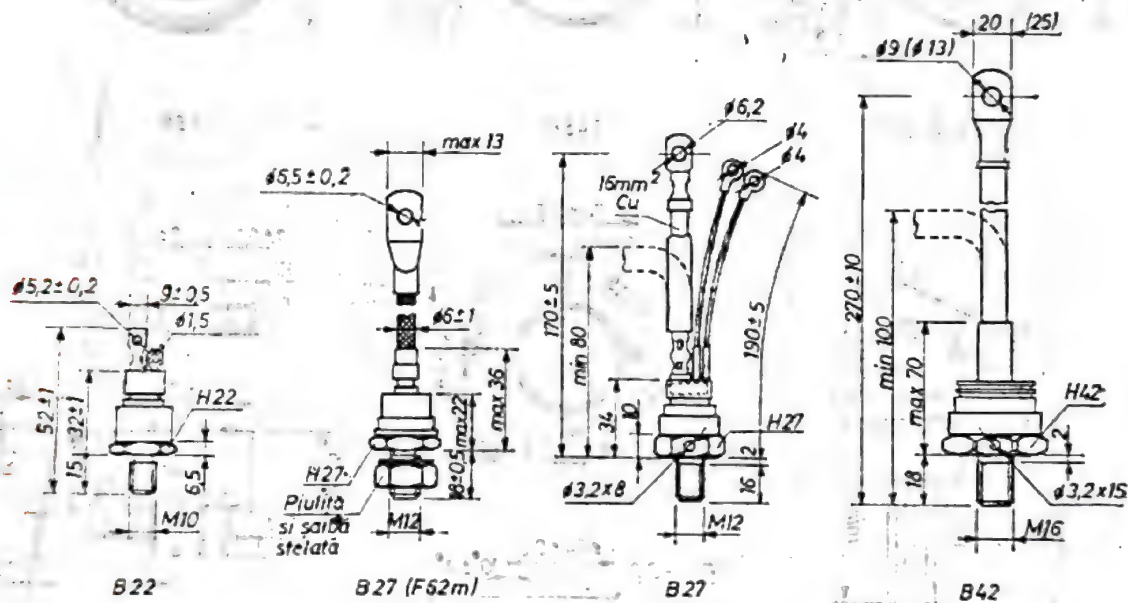
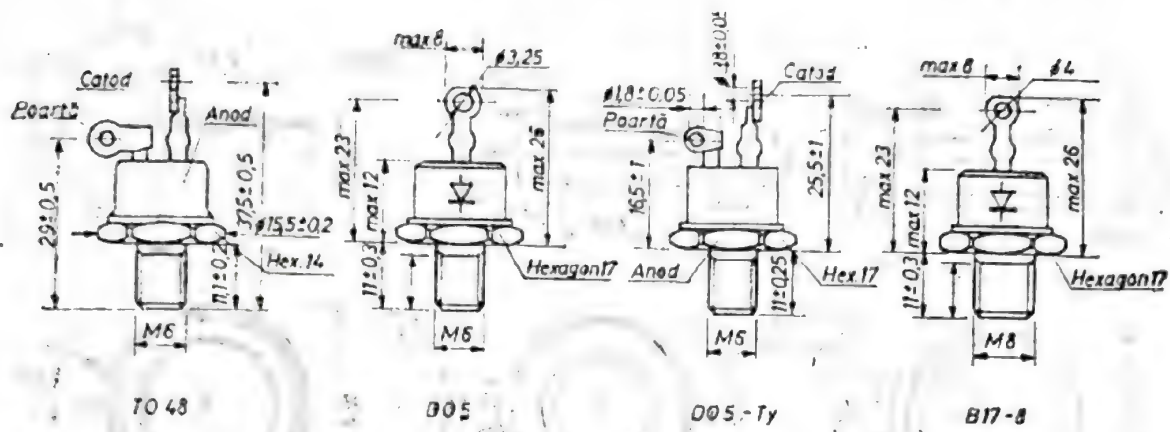


0	1	2	3	4	5	6	7
59	Curent de suprasarcină accidentală în gama tensiunilor de stabilizare	$I_{ZSM}$		•			
60	Curent continuu de întoarcere	$I_{(BO)}$			•	•	
61	Curent continuu de menținere	$I_H$			•		
62	Curent de acroșaj (de agățare)	$I_L$			•		
63	Integrală de curent	$I^2t$	•		•		
64	Curent direct continuu de poartă	$I_{FG}$			•		
65	Curent direct de vîrf de poartă	$I_{FGM}$			•		
66	Curent invers continuu de poartă	$I_{RG}$			•		
67	Curent continuu direct de amor-sare pe poartă	$I_{GT}$			•		
68	Curent continuu direct de nea-morsare pe poartă	$I_{GD}$			•		
69	Curent continuu de dezamorsare pe poartă	$I_{GQ}$			•		
70	Viteza critică de creștere a curentului în starea de conduc-ție	$di/dt$			•		
<b>TIMPI</b>							
71	Timp de revenire directă	$t_{fr}$	•				
72	Timp de revenire inversă	$t_{rr}$	•				
73	Timp de amor-sare prin comandă pe poartă	$t_{gt}$			•		
74	Timp de dezamorsare prin co-mandă pe poartă	$t_{gd}$			•		
75	Timp de dezamorsare prin co-mutarea circuitului	$t_g$			•		
76	Timp de întârziere la comanda pe poartă	$t_{gd}, (t_d)$			•		
77	Timp de creștere la comanda pe poartă	$t_{gr}, (t_r)$			•		
78	Timp de revenire în stare blo-cată (pentru tiristoarele cu con-ducție în invers)	$t_{dr}$			•		
<b>PUTERI</b>							
79	Putere disipată în sens direct	$P_F$	•	•			
80	Putere disipată în sens invers	$P_R$	•	•			
81	Putere disipată în starea de conducție	$P_T$					
82	Putere disipată în starea blo-cată	$P_D$			•		
83	Putere disipată în invers (pentru tiristoarele cu conducție în invers)	$P_R$			•		
84	Putere de suprasarcină acciden-tală în invers	$P_{RSM}$	•				
85	Putere disipată în condiții de funcționare date	$P_D$		•			
86	Putere totală disipată	$P_{tot}$	•	•		•	
87	Putere disipată pe poartă	$P_G$		•	•	•	
88	Putere medie de comutație disi-pată în sens direct	$P_{FT(ΔV)}$	•				•
89	Putere de vîrf de comutație disipată în sens direct	$P_{FTM}$	•				

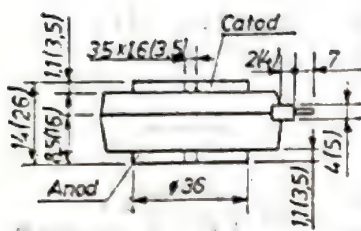
0	1	2	3	4	5	6	7
90	Putere medie de comutație disipată în sens invers	$P_{RQ(AV)}$	•				
91	Putere de vîrf de comutație disipată în sens invers	$P_{RQM}$	•				
92	Putere medie disipată la stabilirea curentului	$P_{TT(AV)}$			•		
93	Putere de vîrf disipată la stabilirea curentului	$P_{TTM}$			•		
94	Putere medie disipată la întreruperea curentului	$P_{RQ(AV)}$ $P_{DQ(AV)}$			•		
95	Putere de vîrf disipată la întreruperea curentului	$P_{RQM}$ $P_{DQM}$			•		
<b>MĂRIMI LEGATE F TEMPERATURĂ</b>							
96	Temperatură (virtuală) a joncțiunii	$T_{vj}$	•	•	•	•	
97	Temperatura capsulei (într-un punct specificat)	$T_c$	•	•	•	•	
98	Temperatura radiatorului (într-un punct specificat)	$T_k$	•	•	•		•
99	Temperatura punctului de lipire (de conectare)	$T_l$	•	•		•	
100	Temperatura de stocare (depozitare)	$T_{stg}$	•	•	•	•	
101	Temperatura ambiantă (a mediului de răcire)	$T_a$	•	•	•	•	•
102	Rezistență (Impedanță) termică joncțiune-ambiant (mediu de răcire)	$R_{thJ-A}$ $Z_{thJ-A}$	•	•	•	•	•
103	Rezistență (Impedanță) termică joncțiune-capsulă	$R_{thJ-C}$	•	•	•		•
104	Rezistență termică capsulă-radiator (rezistența de contact)	$R_{thC-K}$					
105	Rezistență termică joncțiune-punct de lipire (conectare)	$R_{thJ-L}$	•	•	•	•	
106	Rezistență (Impedanță) termică radiator-ambiant (mediu de răcire)	$R_{thK-A}$ $Z_{thK-A}$					•
<b>MĂRIMI DIVERSE</b>							
107	Capacitate de nul (sau la polarizare zero)	$C_0$	•	•	•		
108	Eficacitate de detecție (în putere)	$\eta_P$	•				
109	Eficacitate de detecție (în tensiune)	$\eta_T$	•				
110	Rezistență aparentă (în starea de conducție)	$r_T$	•		•		
111	Rezistență diferențială în gama tensiunilor de stabilizare	$r_Z$		•			
112	Sarcină recuperată (sarcină stocată)	$Q_s$	•		•		
113	Sarcină de revenire în stare blocată	$Q_{ar}$			•		



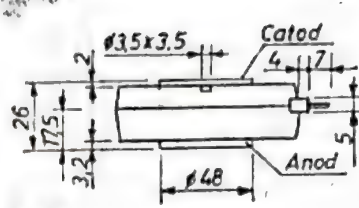




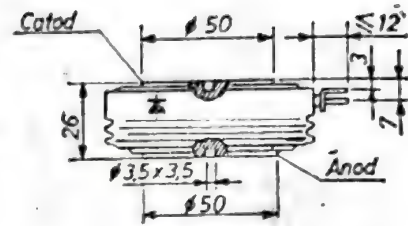




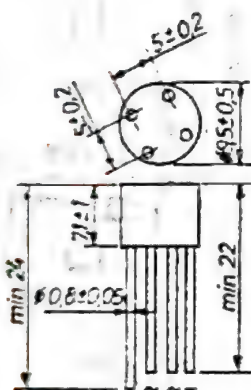
T36 A(B)



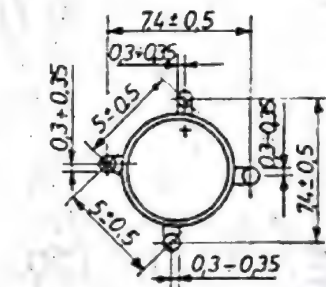
T48P



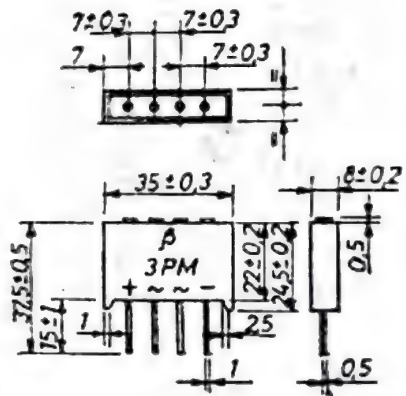
T50



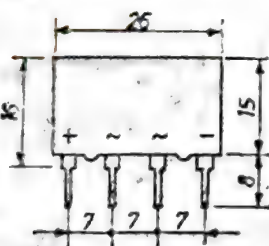
1PM



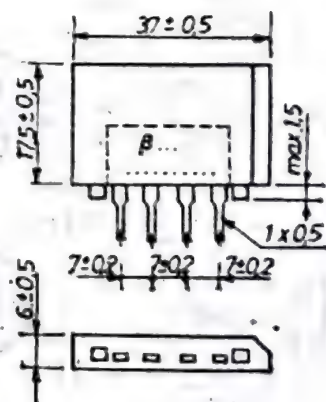
B...C 1500



3PM

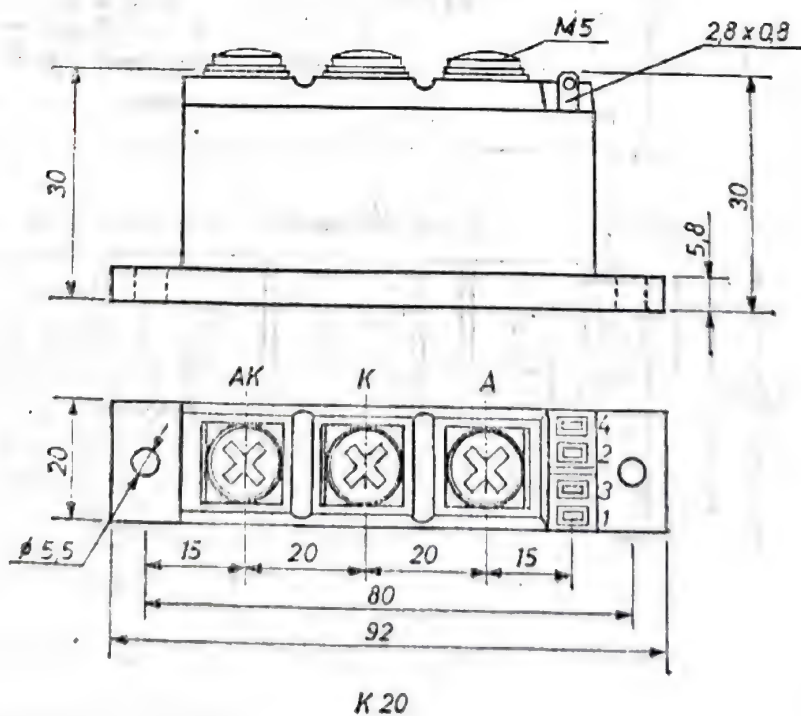
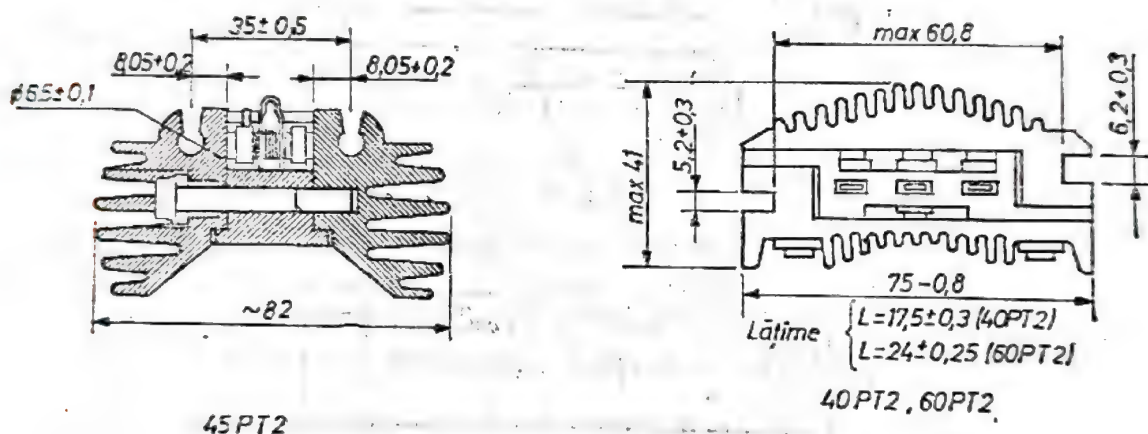
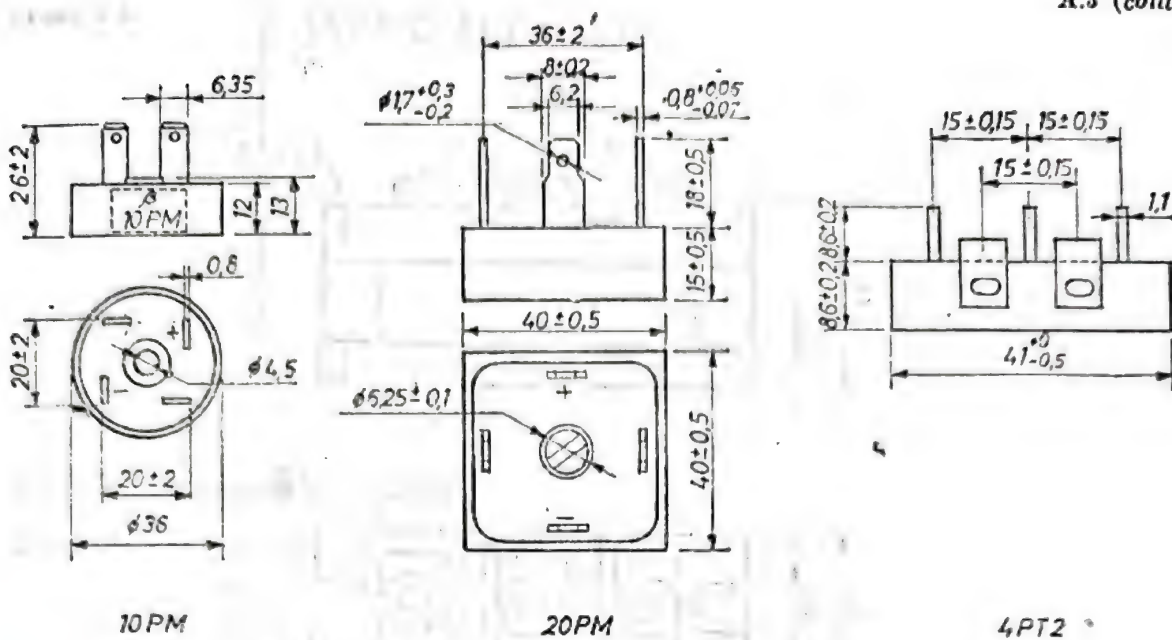


2PMM

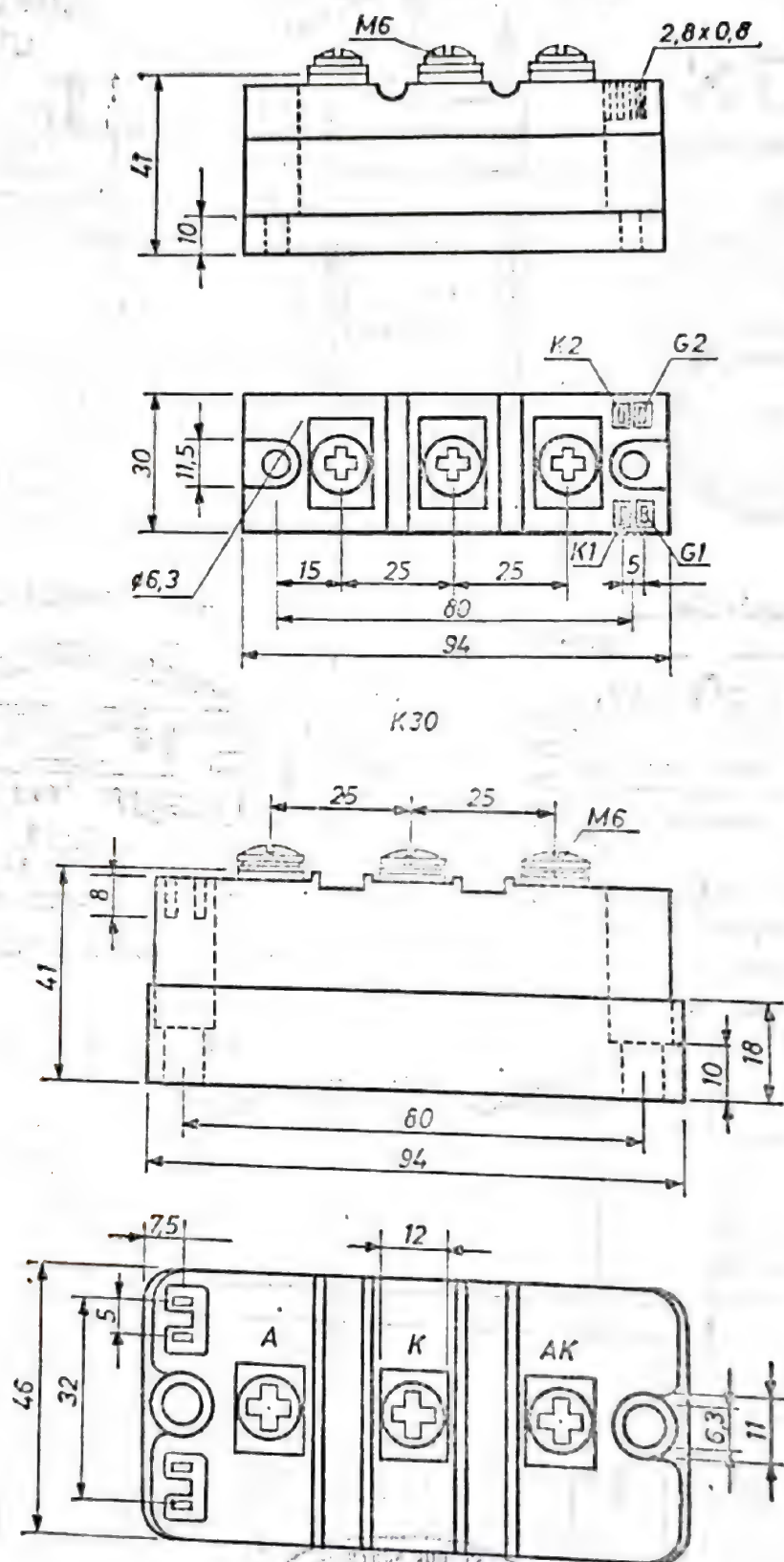


4PMM

A.3 (cont.)







K50

## INDEX ALFABETIC

- Ambalare termică — 258/I
- Amorsare — pe poartă — 76/I  
— cu semnal optic — 79/I  
— prin  $dv/dt$  — 81/I  
— prin efect termic — 87/I
- Bobină de absorbție — 15/II
- Cicloconvertor — 9/II  
— cu deplasare de fază — 30/II  
— cu modulația de fază — 28/II
- Comutator — unilateral (SUS) — 173/I  
— bilateral (SBS) — 713/I
- Contacto — electronic — 9/II  
— static de c.a. — 38/II  
— static de c.c. — 44/II  
— static cu comutație forțată — 42/II
- Convertor — cu funcționare în 4 cadrane — 26/II  
— cu reglaj de fază — 20/II  
— de frecvență — 9/II  
— de putere — 9/I  
— indirecte — 9/II
- Diac — 148/I
- Diodă — cu avalanșă controlată — 54/I  
— redresoare — 51/I  
— rapidă de comutație — 57/I  
— PIN — 54/I  
— electroluminiscentă — 161/I  
— Schottky — 57/I  
— ultrarapidă — 54/I  
— varicap — 55/I  
— zener — 52/I
- Efectul  $di/dt$  — 88/I
- Factor de formă — 272/I
- Factor de pulsație — 11/II



- Invertor** — 9/II
- cu comutație forțată — 49/II
  - cu alimentare în tensiune — 55/II
  - cu alimentare în curent — 53/II
  - cu comutație prin sarcină — 57/II
- Modul de putere** — 235/II
- redresor — 236/I
  - cu punct median — 237/II
  - semipunte redresoare — 237/II
  - punte redresoare — 238/II
- Multiplicator de tensiune** — 18/II
- Oboseală termică** — 260/I
- Optocuplor** — 164/I
- Reactanță de comutare (inductanță saturabilă)** — 285/I
- Redresoare indirecte** — 9/II
- Sistem de evacuare a căldurii SR** — 235/II
- Sistem de comandă SC** — 236/II
- Sistem de interconectare SI** — 236/II
- Sistem de protecție la supratensiuni SP** — 236/II
- Tiristor** — asimetric (ASCR) — 132/I
- cu conducție inversă (RIC) — 133/I
  - optotiristor (LAT) — 137/I
  - cu blocare pe poartă (GTO) — 139/I
  - cu inducție statică (SIT sau FCT) — 154/I
- Tranzistor** — unijonțiune (TUJ) — 167/I
- unijonțiune programabil (PUT) — 171/I
- Triac** — 150/I
- Variator** — de putere — 9/II
- monofazic cu reglarea numărului de perioadă de conducție — 31/II
  - de putere cu comutație naturală — 31/II
  - monofazic cu reglaj de fază — 34/II
  - de putere trifazic — 36/II
  - de putere cu comutație forțată — 42/I

## **În curs de apariție la Editura Tehnică**

- |   |  |
|---|--|
| Gh. Antonescu                                   | — Amplificatoare cu semiconductoare pentru microunde |
| A. P. Silard                                    | — Tiristoare cu blocare pe poartă                    |
| M. Roberts                                      | — Producția de sunet (trad. din lb. engleză)         |
| N. Drăgulănescu,<br>C. Miroiu,<br>D. Moraru     | — ABC ... Electronica în imagini                     |
| M. Drăgulănescu,<br>Gh. Ștefan,<br>C. Burileanu | — Electronica funcțională (vol. I)                   |
| T. Ghiță  | — Cabluri de telecomunicații                         |
| Gh. Grigore                                     | — Stereofonie  |
| D. Olteanu<br>C. A. Popescu                     | — Circuite integrate pe arii de porți logice         |





IPRS BANEASA oferă o gamă largă de dispozitive semiconductoare pentru aplicații industriale sau de larg consum. Producția noastră de semiconductoare cuprinde : circuite integrate bipolare — analogice și digitale —, tranzistoare, diode, tiristoare, triace. Pe lângă acestea, clienții noștri pot cumpăra și numeroase tipuri de module de putere cu diode și tiristoare.

#### INTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTORI BANEASA

72996 București, str. Erou Iancu Nicolae nr. 32, sector 2  
telefon 33 40 50, telex 11 203 i.p.r.s.r.

